

N° d'ordre : 174

THESES

présentées
A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE LYON
pour obtenir
le grade de DOCTEUR-INGÉNIEUR

par
Gilles JANODET
Ingénieur E. C. L.

PREMIERE THESE

Etude d'Appareils de Mesure
de la Conductivité dans les Solutions

DEUXIEME THESE

Amplificateurs de Puissance à Transistors

SOUTENUES LE 20 JUILLET 1964

devant la Commission d'Examen :

MM.	G. DEJARDIN	Président
	J. JANIN	} Examinateurs
	G. MESNARD	
	J. TACUSSEL	

Numéro d'ordre: 174

THESES

présentées

A LA FACULTE DES SCIENCES DE L'UNIVERSITE DE LYON

pour obtenir

le grade de DOCTEUR INGENIEUR

par

Gilles JANODET

Ingénieur E.C.L.

Première thèse: ETUDE D'APPAREILS DE MESURE DE LA CONDUCTIVITE
DANS LES SOLUTIONS.

Deuxième thèse: Amplificateurs de puissance à transistors.

Soutenues le 20 Juillet 1964
devant la Commission d'Examen:

MM. G. DEJARDIN	Président
J. JANIN	
G. MESNARD	Examineurs
J. TACUSSEL	

Doyens honoraires

MM. LONGCHAMBON, DOUIN, MOUSSA, GAUTHIER Henri.

Professeurs honoraires

MM. LOCQUIN, de LARAMBERGUE, SOLLAUD, MENTZER, MOUSSA, JAFFARD, DOUIN, Henri EYRAUD, DEJARDIN, VIRET.

Doyen

M. BRACONNIER

Assesseurs

MM. MESNARD, BOIDIN

Professeurs

MM. LONGCHAMBON	Minéralogie
PRETTRE	Chimie industrielle
COURTY	Chimie-Physique
KUHNER	Botanique
MALECOT	Mécanique rationnelle et appliquée
PARIS	Chimie minérale
AUMERAS	Chimie
COLONGE	Chimie organique
JANIN	Physique générale
FLANDRIN	Géologie appliquée
BERNARD	Physique industrielle
DUFAY Jean	Astronomie
NIGON	Zoologie expérimentale
GAUTHIER Henri	Géologie générale
WAUTIER	Zoologie
CHOPIN	Chimie biologique
CUEILLERON	Chimie
BRACONNIER	Calcul différentiel et intégral
EYRAUD Charles	Chimie-Physique appliquée
SARAZIN	Physique nucléaire
BOIDIN	Microbiologie et Mycologie
PERES	Physiologie
MESNARD	Electronique
GRANDMONTAGNE	Physique
BOUTILLIER	Minéralogie
LAFOUCRIERE	Physique nucléaire
DREUX	Chimie organique
TEICHNER	Chimie industrielle
PAVANS DE CECCATTY	Zoologie
MERLIN	Chimie analytique
DUFAY Maurice	Physique de l'Atmosphère
FRAISSE	Mathématiques
LUBET	Physiologie
PHILBERT	Physique nucléaire
COHEN-ADAD	Chimie
DAVID Louis	Géologie générale
CHANEL	Psychophysiologie
MAURY	Méthodes Mathématiques de la Physique
DEPRAZ	Physique nucléaire
GAUTHIER Jean	Chimie

Professeurs sans chaire

MM. GAUME	Physique
FERON	Mathématiques
LAFORGUE	Physique
LEGAY	Zoologie expérimentale S.P.C.N.
UZAN	Physique S.P.C.N.
CHENEVOY	Géologie appliquée
GINET	Zoologie
ASCH	Physique
MICHEL Pierre	Minéralogie
DUCET	Biologie végétale
Mlle MAITROT	Physique
MM. GEVIN	Géologie générale
PONASSE	Mathématiques
d'INCAN	Physique
LEFEBVRE	Mathématiques
PERNET	Mathématiques
CHERY	Physique
BERGEON	Physique C.S.U.
Mlle GAUTHERON	Chimie biologique

Maîtres de Conférences

Mme ERICSON	Physique générale
MM. MARTEL	Mécanique
MATHIEU	Mécanique des fluides
ERBEIA	Physique
DESCOTES	Chimie organique
PICARD Philippe	Mathématiques
LEMOIGNE	Botanique
DEMARCO	Géologie générale
MICHEL Georges	Biochimie
LEBRETON	Biologie végétale
DAVID Jean	Biologie animale
TOUSSET	Chimie propédeutique
FEUVRAIS	Physique Electricité
PICARD Claude	Mathématiques
SCHMITT	Physique M.P.C.

Maîtres de conférences adjoint

M. PIERRON	Chimie
------------	--------

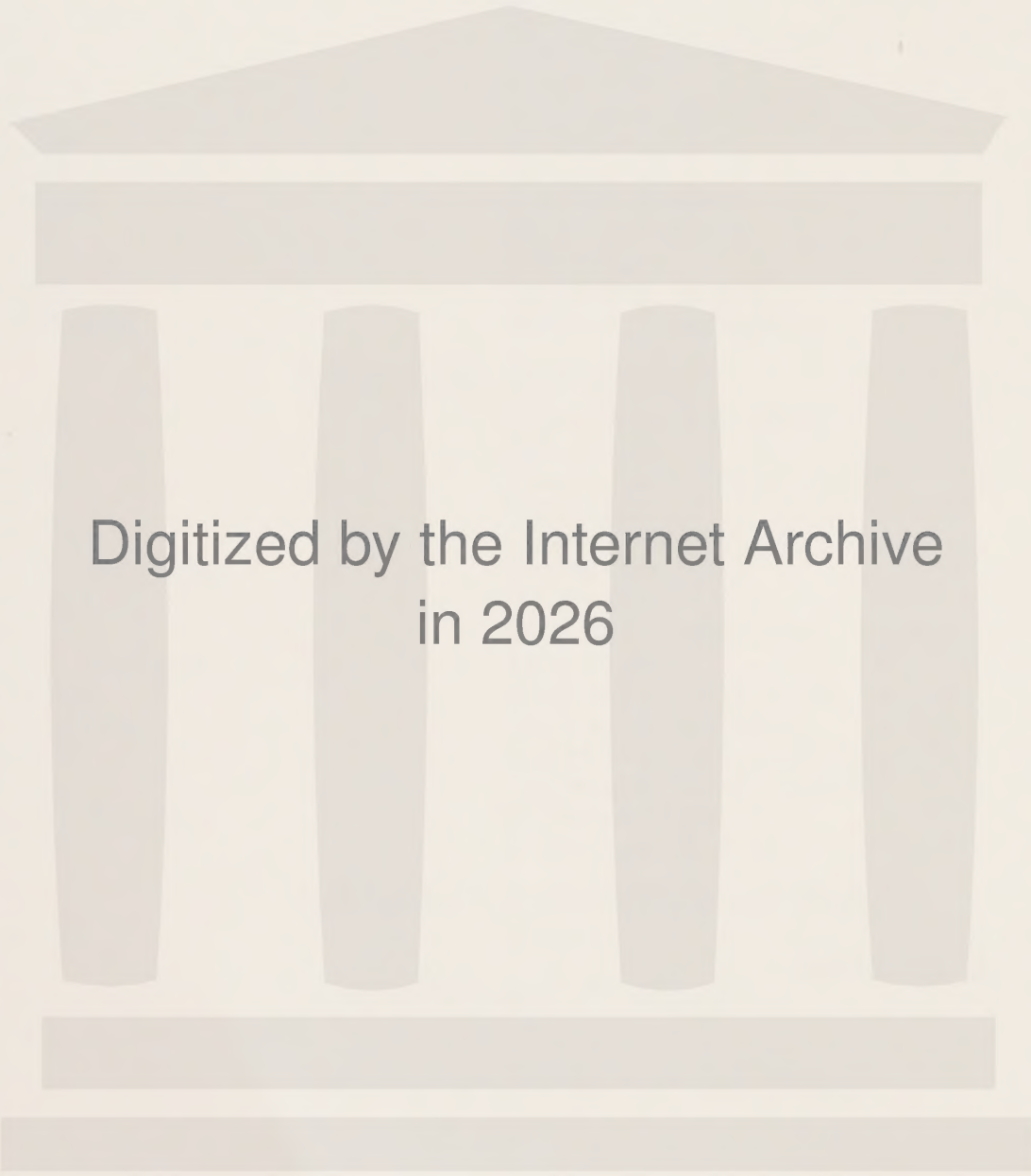
Conseiller administratif

M. BURNET

Secrétaire Principal Honoraire

M. ROUX

A MA FEMME



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41554209_0047

Première thèse:

ETUDE D'APPAREILS DE MESURE DE LA CONDUCTIVITE
DANS LES SOLUTIONS .



Table des matières

Pages

INTRODUCTION	1
1- Conductivité. Cellules de mesure	2
2- Principe des dosages conductimétriques	2
3- Méthode de mesure. Conductimètre	4
4- Dosages par haute fréquence	5
<u>Première partie : ETUDE ET REALISATION D'UN TITRIMETRE A</u>	
<u>HAUTE FREQUENCE</u>	9
INTRODUCTION	
1- Principe du titrimètre à haute fréquence	10
2- Principaux problèmes	11
a- Oscillateurs HF	11
b- Mélangeur et amplificateur	12
c- Fréquencemètre	12
Chapitre I : ETUDE D'UN MONTAGE A TUBES	
1- Fréquencemètre	14
a- Principe	14
b- Réalisation du montage	15
c- Résultats. Amélioration du montage	16
2- Oscillateurs	18
3- Mélangeur	20
4- Amplificateur	20
5- Amplificateur à stabilisation d'amplitude	23
6- Bascule de Schmitt	23
7- Amplificateur de tension et écrêteur	24
8- Résultats	25

Chapitre II : ETUDE ET REALISATION D'UN MONTAGE TRANSIS-	
TORISE	26
Introduction	26
1- Production de signaux rectangulaires	27
2- Fréquence-mètre	29
a- Différentiateur	29
b- Transformateur d'impulsions	29
c- Circuit intégrateur	31
3- Millivoltmètre	31
a- Amplificateur	31
b- Microampèremètre	32
c- Résultats	33
d- Source de contre-tension. Correction de linéarité	33
4- Oscillateurs à haute fréquence	35
a- Oscillateurs à transistors	35
b- Oscillateurs à muvister	36
5- Etage mélangeur	37
6- Circuits annexes	39
a- Etalons de fréquence	39
b- Lever de doute	42
c- Sources de tensions d'alimentation des circuits ..	42
7- Réalisation définitive de l'appareil	44
Chapitre III : MESURES. RESULTATS	46
1- Constitution de la cellule de mesure	46
2- Première série de mesures	47
3- Conclusions	52
4- Amélioration de la sensibilité de l'appareil	52
<u>Deuxième partie : ETUDE ET REALISATION D'UN CONDUCTIMETRE</u>	
<u>TRANSISTORISE</u>	55
GENERALITES	56
Introduction	56
Problèmes de réalisation	56
DESCRIPTION DU MONTAGE	59
1- Générateur de signaux périodiques	59

	<u>Pages</u>
2- Amplificateur de puissance	60
3- Circuit de mesure	63
4- Amplificateur de mesure	64
5- Circuits annexes	67
6- Résultats électriques	67
7- Conclusion	67
 <u>Troisième partie : ETUDE ET REALISATION D'UN CONDUCTIMETRE</u>	
<u>DIFFERENTIEL</u>	69
 GENERALITES	70
A- Principe de l'appareil	71
B- Problèmes de réalisation	73
 REALISATION DU MONTAGE	76
1- Générateur de signaux sinusoïdaux	76
2- Correcteur de température	78
3- Amplificateur de puissance	80
4- Premiers résultats	82
5- Commutations	83
6- Amplificateurs de mesure. Etage sommateur	84
7- Amplificateur multiplicateur de sensibilité	86
8- Millivoltmètre	88
9- Etages annexes	90
a- Alarme visuelle	90
b- Liaisons conductimètre-cellules.....	91
10- Alimentations	92
11- Disposition générale. Câblage	93
 RESULTATS DES MESURES ELECTRIQUES	94
<u>CONCLUSION</u>	97

Avant propos

Ce travail résume les principales étapes de la réalisation de trois appareils de mesure de la conductivité des solutions.

J'ai essayé de respecter l'ordre chronologique de la mise au point de chaque appareil et de traiter les questions posées d'une manière aussi simple que possible, en passant sous silence la majorité des mesures effectuées sur chaque étage électronique, et en ne mentionnant que les résultats globaux attestant du fonctionnement de chacune ou de l'ensemble des sections de ces différents montages.

Je tiens à exprimer ici toute ma gratitude à Monsieur le Professeur G.DEJARDIN qui a bien voulu s'intéresser à ces études et prendre connaissance des résultats de ce travail, et mes remerciements à Monsieur le Professeur J.JANIN et à Monsieur le Professeur G.MESNARD qui ont accepté de faire partie du jury.

Je suis profondément reconnaissant à Monsieur J.TACUSSEL de m'avoir accueilli dans ses laboratoires et d'avoir guidé mes premiers pas dans un domaine qui lui est cher.

Qu'il me soit permis d'adresser aussi mes remerciements à tous mes anciens Professeurs de l'Ecole Centrale Lyonnaise où j'ai acquis le titre d'Ingénieur.

Je remercie enfin tous les membres du personnel de la Société SOLEA, qui ont participé de près ou de loin à ce travail.

INTRODUCTION

Les méthodes physiques d'analyse quantitative dans les solutions utilisent la plupart des propriétés physiques des corps ou composés en solution qui se prêtent à une mesure: densité, indice de réfraction, pouvoir rotatoire, conductivité, constante diélectrique, viscosité, tension capillaire, etc... .

On a montré que ces grandeurs physiques G étaient directement reliées à la valeur de la concentration C de la solution par des lois bien définies (G est généralement proportionnelle soit à C , soit à $\log C$).

Pour une solution contenant un mélange de corps, G fait intervenir la somme des contributions de tous ces composés. Si, par exemple, elle renferme des corps $D_1, D_2, \dots, D_n$, il y a en général plusieurs valeurs de concentrations C_1 de D_1, C_2 de $D_2, \dots, C_n$ de D_n pour lesquelles la grandeur G prendra la même valeur. Sans aucune autre donnée, la mesure de G ne permettra pas de déduire les valeurs des concentrations $C_1, C_2, \dots, C_n$. Par contre, si les concentrations de tous les corps, excepté D_1 , sont gardées constantes, la variation de G , constatée sur la solution, devra être attribuée à celle de la concentration C_1 de D_1 .

Ceci constitue le principe des méthodes physiques d'analyse quantitative:

- soit la simple mesure de la grandeur G ;
- soit la mesure de la variation de G au cours d'un titrage.

Divers appareils destinés à mesurer ces grandeurs physiques ont été mis au point et permettent d'effectuer des titrages avec suffisamment de précision pour donner à certaines de ces méthodes un très grand avantage sur les méthodes chimiques : simplicité des opérations à réaliser, grande rapidité, très grande sûreté, parfois sensibilité supérieure alliée à une grande sélectivité; la majorité de ces appareils, traduisant les variations qu'ils décelent par une grandeur (différence de potentiel, courant électrique, etc...) capable d'actionner un dispositif de régulation, donnent

la possibilité de rendre automatique l'addition d'un des corps réagissants.

1- CONDUCTIVITE. CELLULES DE MESURE.

Considérons une colonne de liquide de L cm de longueur, et ayant une section uniforme de A cm², comprise entre deux électrodes métalliques. Pour une concentration déterminée et une température constante, on peut mesurer la résistance de cette colonne de liquide, résistance directement proportionnelle à L, et inversement proportionnelle à A :

$$R = \varrho \frac{L}{A} \quad (1)$$

et par là, sa conductance :

$$S = \frac{1}{R} = \frac{1}{\varrho} \cdot \frac{A}{L} \quad (2)$$

où le facteur de proportionnalité $\sigma = 1/\varrho$ est la conductivité spécifique de la solution, et est exprimée en ohm⁻¹/cm.

La mesure de la résistance ainsi définie pourra se faire à l'aide d'un pont de Wheatstone.

Dans les mesures industrielles, le liquide entoure parfois les électrodes qui y sont plongées, et le champ électrique qu'elles délimitent n'est plus rigoureusement uniforme : la valeur effective à donner au rapport L/A pour une telle cellule n'est pas uniquement déterminée par ses dimensions géométriques, du fait que les lignes de courant contournent les électrodes et peuvent être perturbées par les parois du récipient; cette valeur, symbolisée par k, est appelée "constante de la cellule" :

$$k = \sigma \cdot R \quad (3)$$

Cette constante sera déterminée en plongeant la cellule dans un milieu de conductivité connue, et en mesurant R.

2- PRINCIPE DES DOSAGES CONDUCTIMETRIQUES. RESULTATS.

La conductivité d'une solution croît à la fois avec la concentration des ions qu'elle contient, et avec leur mobilité. Cette méthode de dosage est donc à la fois sensible et sélective.

Nous expliquerons par deux exemples le mécanisme de la variation de la conductivité en fonction de la variation de la concentration d'une solution au cours d'un dosage.

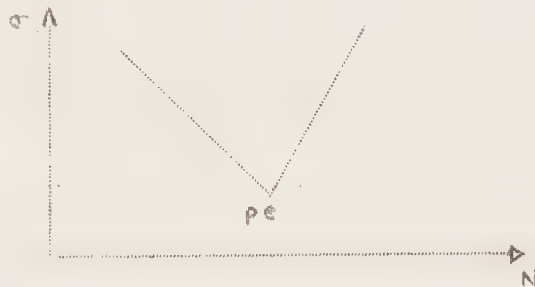
a) Neutralisation d'un acide HX par une base MOH.

La réaction peut s'écrire :



La concentration des ions X^- reste constante. Avant le point équivalent, les ions H^+ disparaissent pour être remplacés par les ions M^+ ; or H^+ ayant une mobilité plus grande que M^+ , la réaction se traduit par une diminution de conductivité. Après le point équivalent, la conductivité augmente par suite des ions M^+ et OH^- apportés en excès. L'allure de la courbe $\sigma = f(N)$ est la suivante (Figure 1) :

- Figure 1 -



b) Réaction entre deux sels.

La réaction peut être écrite :



La concentration des ions B_1^- reste constante; les ions A_1^+ sont remplacés progressivement par les ions A_2^+ . L'allure des courbes dépendra de la mobilité relative des ions A_2^+ par rapport à celle des ions A_1^+ (voir figure 2).



- Figure 2 -

c) Dans le cas d'un mélange de plusieurs acides dosés par une base, on obtiendra un ou plusieurs paliers (figure 3).



- Figure 3 -

Dosage d'un mélange $\text{HCl} + \text{CH}_3\text{CO}_2\text{H}$

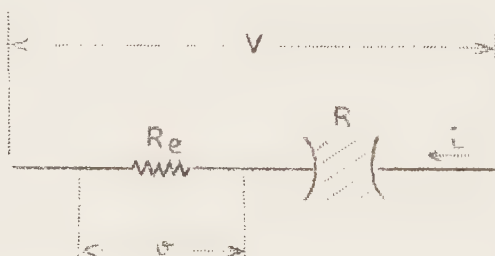
(a) par la soude

(b) par l'ammoniaque

3- METHODE DE MESURE. CONDUCTIMETRE.

Nous venons de voir que la mesure d'une conductivité se réduit à celle d'une résistance. Pour obtenir une lecture directe de cette grandeur, il importe de la traduire, par exemple, par la déviation de l'aiguille d'un appareil à cadre mobile.

La méthode consistera à mesurer la différence de potentiel apparaissant aux bornes d'une résistance étalon placée en série avec la cellule de mesure, l'ensemble étant alimenté sous une tension fixe V (figure 4) :



- Figure 4 -

Nous avons :

$$v = R_e \cdot i \quad (6)$$

$$\text{soit : } v = V \frac{R_e}{R_e + R} \quad (7)$$

et, si R_e est faible devant R :

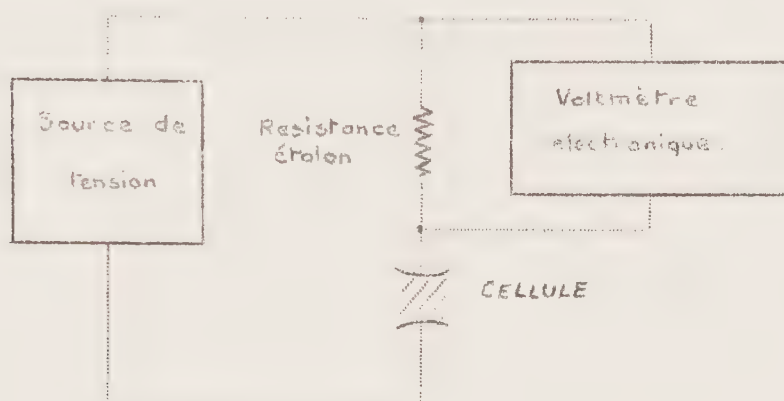
$$v = V \frac{R_e}{R} = V \cdot R_e \cdot S = K \cdot \sigma \quad (8)$$

K=ctte

soit : $\sigma = \frac{1}{K} \cdot v \quad (9)$

Comme la déviation α de l'aiguille de l'appareil à cadre mobile est proportionnelle à v , α est proportionnelle à σ .

Nous pouvons donc établir le schéma de principe d'un conductimètre (figure 5) :



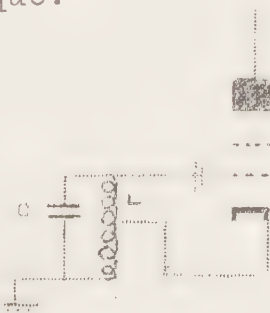
- Figure 5 -

La source de tension est un générateur de signaux périodiques de fréquence 1000 Hz environ, délivrant une puissance suffisante pour alimenter la chaîne résistance étalon-cellule. La résistance étalon aura une valeur inférieure au centième de R . Le millivoltmètre est à très haute impédance d'entrée et à réponse linéaire.

4- DOSAGES PAR HAUTE FREQUENCE.

Dans le circuit d'accord d'un oscillateur travaillant à quelques dizaines de mégacycles (figure 6), on constitue le condensateur C par des électrodes entre lesquelles la solution étudiée joue le rôle de diélectrique.

- Figure 6 -



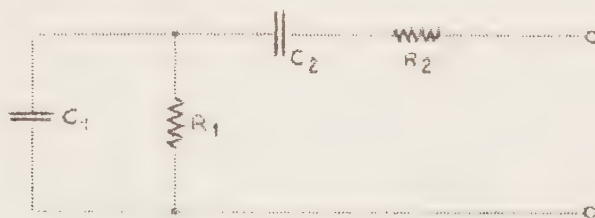
Lorsque la concentration de la solution subit une modification, la capacité du condensateur C varie et provoque soit un changement de fréquence d'oscillation, soit une variation du courant de grille ou d'anode de l'oscillateur.

Nous considérerons ici la méthode de mesure qui consiste à déterminer la variation de concentration de la solution par l'observation de la variation de la fréquence de l'oscillateur.

Cellule de mesure.

La cellule de mesure est constituée par un récipient isolant et deux plaques métalliques fixées soit à la surface, soit à proximité de ce récipient. La morphologie de cette cellule lui confère donc l'avantage de n'avoir aucune électrode en contact avec le liquide à étudier, ce qui est particulièrement intéressant pour des mesures en milieu organique.

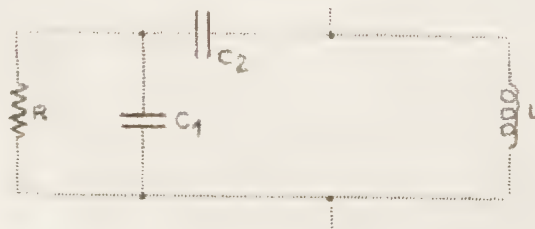
J.L.HALL.(1) a proposé le circuit équivalent à la cellule que nous reproduisons figure 7 :



- Figure 7 -

- R_1 C_1 : résistance et capacité existant si les électrodes étaient en contact avec la solution.
- C_2 : capacité des électrodes, du verre, et de la solution en contact avec le verre.
- R_2 : composante résistive qui résulte des pertes dans les parois du récipient. R_2 est négligeable devant R_1 .

Pour le circuit d'accord de l'oscillateur, on a donc le schéma représenté figure 8 :



- Figure 8 -

Lorsque R devient très petite (solution très concentrée) la capacité C_1 est court-circuitée, et la fréquence de l'oscillateur est déterminée par L et C_2 :

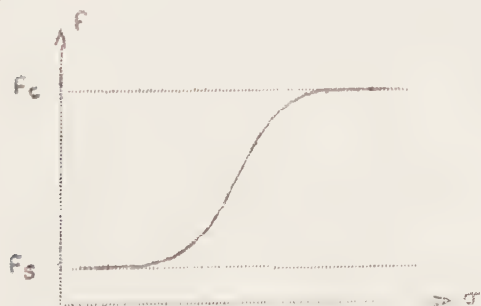
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_2}} \quad (10)$$

Par contre, si R est très grande (solution très diluée) elle est court-circuitée par C_1 et la fréquence devient, C_1 et C_2 étant en série :

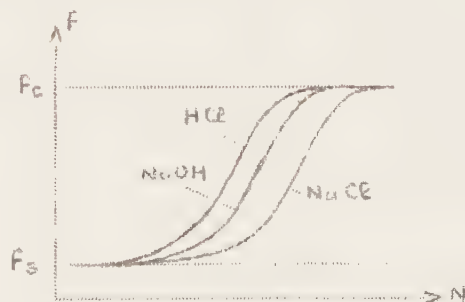
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (11)$$

BLAEDEL, MALMSTADT, PETITJEAN et ANDERSON (2) ont établi la formule théorique complète du circuit équivalent et ont montré que la variation de la fréquence de l'oscillateur n'était fonction que de la conductivité de la solution, pour un solvant donné. Par conséquent, si l'on trace la courbe de variation de la fréquence d'oscillation en fonction de la conductivité, pour divers électrolytes, la courbe est la même pour tous les électrolytes.

Les figures 9 et 10 montrent respectivement l'allure des courbes $f = \varphi(\sigma)$ et $f = \varphi(N)$ pour divers sels en solution dans l'eau. f_c est la limite due à la cellule, f_s la limite due au solvant (f_s est déterminée par l'équation (11) qui dépend de la seule variable C_1 , fonction de la constante diélectrique du solvant).



- Figure 9 -
Courbe $f = \varphi(\sigma)$



- Figure 10 -
Courbe $f = \varphi(N)$

Les courbes de dosage seront très semblables aux courbes rencontrées pour les dosages conductimétriques.

Première partie

ETUDE ET REALISATION D'UN TITRIMETRE

A HAUTE FREQUENCE

INTRODUCTION

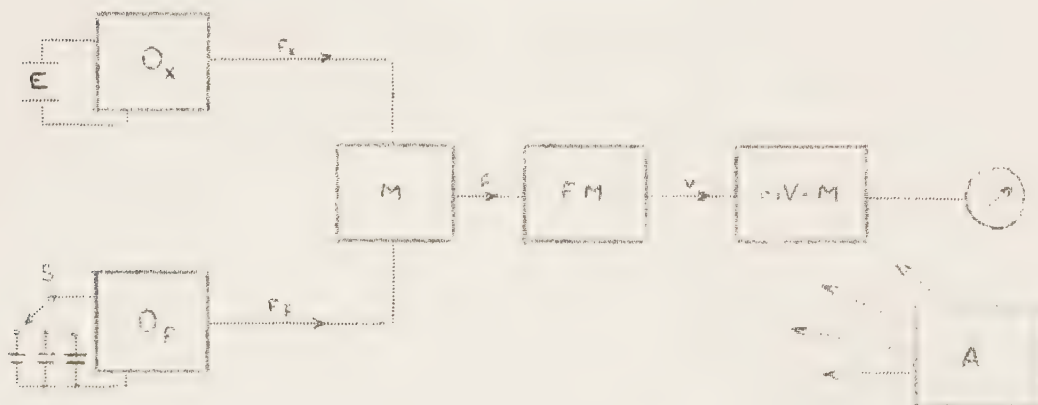
1- PRINCIPE DU TITRIMETRE A HAUTE FREQUENCE.

Rappelons le principe de la méthode de titrage par haute fréquence : la solution ou le solvant à étudier sont placés entre les armatures d'un condensateur appartenant au circuit d'accord d'un oscillateur haute fréquence. Toute variation de la concentration ou de la constante diélectrique du liquide engendre une variation ΔF_x de la fréquence d'oscillation F_x .

La variation relative maximale $\frac{\Delta F_x \text{ max}}{F_x}$ est de l'ordre de 10%. Ceci ne permet pas d'obtenir une sensibilité suffisante en mesurant directement la fréquence F_x . Par contre, en faisant battre le signal de fréquence F_x avec un signal de fréquence voisine F_f , l'onde résultante a une fréquence $f = |F_x - F_f|$ qui varie de $\Delta f = \Delta F_x$. En donnant à F_f des valeurs comprises entre $F_x \text{ min}$ et $F_x \text{ max}$, on peut apprécier ΔF_x avec une bonne précision.

Le problème consiste donc à mesurer une fréquence, c'est-à-dire à exprimer cette grandeur par une grandeur qui lui est proportionnelle, et qui sera traduite elle-même par l'amplitude de déviation de l'aiguille d'un appareil à cadre mobile.

Nous pouvons dès lors donner le schéma de principe du titrimètre à haute fréquence, représenté sur la figure 11.



- Figure 11 -

- E : cellule de mesure.
- O_x : oscillateur HF délivrant une onde à peu près sinusoïdale, de fréquence comprise entre 15 et 17 MHz environ, suivant la concentration de la solution placée dans E.
- O_f : oscillateur identique au précédent, délivrant une onde à peu près sinusoïdale de fréquence fixe F_f , réglable, par bonds de 200 kHz, de 15 à 17 MHz environ au moyen d'un commutateur S.
- M : étage mélangeur-amplificateur réalisant le battement des deux signaux de fréquence F_f et F_x pour délivrer un signal de fréquence $|F_x - F_f|$, comprise entre 10 kHz environ et 2,2 MHz, suivant la position du commutateur S.
- F-M : fréquencemètre dont le rôle est double :
 - mettre en forme le signal de sortie du mélangeur, de manière à avoir une onde rectangulaire de forme indépendante de la fréquence;
 - traduire la fréquence de ce signal par une grandeur électrique (tension v) suivant une loi proportionnelle.
- mV-M : millivoltmètre comportant un amplificateur qui alimente un instrument indicateur à cadre mobile sur lequel on lira directement la fréquence f et ses variations.
- A : sources de tensions de chauffage et d'alimentation des divers étages énumérés ci-dessus.

2- PRINCIPAUX PROBLEMES.

Avant d'exposer les diverses étapes de la réalisation de l'appareil, il est utile de mentionner les principaux écueils qu'il sera nécessaire de franchir pour assurer le bon fonctionnement de l'ensemble.

a) Oscillateurs HF.

La fréquence de travail a été choisie voisine de 16 MHz. L'expérience nous a montré que le domaine de variation de l'impédance de la cellule de mesure E est tel que la modification correspondante de la fréquence F_x couvre un intervalle de 2 MHz environ.

Nous avons vu que grâce à l'oscillateur O_f nous pouvons observer les variations ΔF_x sur des intervalles de 200 kHz, c'est-à-dire que nous avons multiplié par 10 la sensibilité de la mesure. Pour apprécier de faibles variations de concentration, il a été nécessaire d'augmenter encore cette sensibilité; nous verrons ultérieurement que l'instrument indicateur a sa pleine déviation pour une variation ΔF_x de 20 kHz. Comme il est possible d'apprécier un déplacement de l'aiguille de 0,5% de l'échelle totale, on voit que l'appareil sera sensible aux variations ΔF_x de 100 Hz, ce qui représente environ $0,65.10^{-5}$ de la fréquence de travail.

Pour pouvoir prétendre à cette précision de lecture, il est donc nécessaire que l'oscillateur ne dérive pas de plus de 100 Hz en fonction, principalement, du temps, de la température, et des variations éventuelles de la tension d'alimentation.

On peut néanmoins espérer que, si tel n'est pas le cas, les deux oscillateurs O_x et O_f étant soumis simultanément aux mêmes fluctuations de température ou de tension d'alimentation, et puisqu'ils sont de constitution identique, auront des variations de fréquence très voisines et de même sens, ce qui altérera peu la valeur de $f = |F_x - F_f|$ qui est la fréquence mesurée.

b) Mélangeur et amplificateurs.

Ces étages doivent permettre de recueillir à leur sortie un signal rectangulaire d'amplitude constant pour des fréquences comprises entre 10 et 220 kHz. Au delà de cette valeur, et jusqu'à 2 ou 3 MHz, ils ne devront pas donner lieu à une trop grande atténuation des signaux, afin que ceux-ci gardent une amplitude suffisante pour déclencher les étages suivants.

c) Fréquencemètre.

Pour cet étage encore, le problème de la bande passante est primordial. Le signal de sortie du mélangeur est d'abord mis en forme de telle manière qu'il reste le plus parfaitement possible semblable à lui-même lorsque sa fréquence varie entre 10 et 220 kHz. Nous verrons que la transformation des signaux d'entrée en signaux

rectangulaires permettra d'atteindre des résultats satisfaisants.

L'étage de conversion fréquence-tension est l'organe principal de l'appareil. Nous ne mentionnerons ici que les deux exigences fondamentales auxquelles il devra répondre : grande discrimination vis-à-vis de petites variations de fréquence; linéarité parfaite pour l'ensemble du spectre de fréquences étudié, afin d'éviter l'utilisation de circuits de correction.

Nous avons précisé le principe de l'appareil et les difficultés de sa réalisation. Nous aborderons maintenant l'étude de cette réalisation en nous efforçant de faire ressortir l'ordre chronologique de notre travail qui nous a amenés à abandonner peu à peu le développement d'un montage entièrement à tubes, au profit d'un ensemble transistorisé.

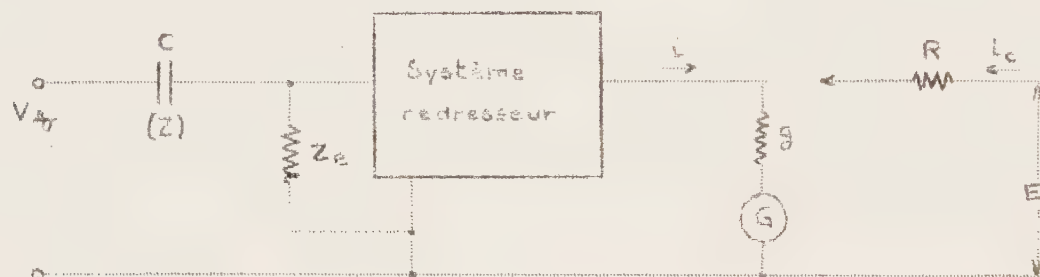
CHAPITRE I

ETUDE D'UN MONTAGE A TUBES.

1- FREQUENCEMETRE.

a) Principe du fréquencesmètre.

Considérons le montage schématique représenté sur la figure 12.



- Figure 12 -

Un signal périodique d'amplitude constante V et de fréquence f est appliqué par l'intermédiaire d'un condensateur C à l'entrée d'un système redresseur linéaire qui délivre une tension continue v sur une charge résistive g , résistance du cadre d'un microampèremètre G .

Lorsque la fréquence du signal passe de f à $2f$, $3f$, ..., $10f$, l'impédance Z du condensateur de liaison devient égale à $\frac{Z}{2}$, $\frac{Z}{3}$, ..., $\frac{Z}{10}$; nous supposons que l'impédance d'entrée Z_e du système redresseur est très faible devant Z (de l'ordre de 0,1%) : de ce fait, le signal d'entrée de cet étage prend les valeurs successives $V \frac{Z_e}{Z}$, $2V \frac{Z_e}{Z}$, $3V \frac{Z_e}{Z}$, ..., $10V \frac{Z_e}{Z}$, et la tension v devient $2v$, $3v$, ..., $10v$. Les variations de f sont donc traduites par des variations proportionnelles du courant $i = \frac{v}{g}$ qui traverse le microampèremètre G .

Si i_0 est la valeur du courant pour laquelle la pleine déviation du galvanomètre est atteinte, on peut choisir la valeur

montées tête bêche qui limitent le courant pouvant traverser le cadre. Les fluctuations éventuelles de la tension aux bornes de G sont amorties par un condensateur de 1 μF .

Le contre-courant est fourni à partir de la tension stabilisée de 85 volts par l'intermédiaire de 10 résistances de 390 $\text{k}\Omega$ qui sont placées successivement en parallèle par le commutateur S.

c) Résultats. Amélioration du montage.

Le condensateur C est réglé pour obtenir la déviation totale de l'aiguille du galvanomètre pour une variation de fréquence de 20 kHz.

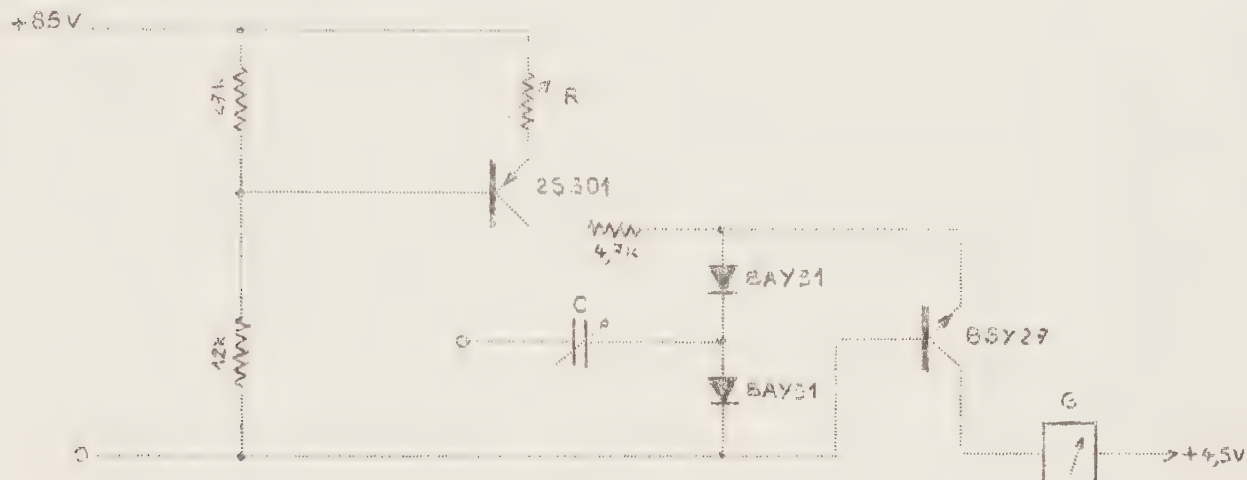
En l'absence de signal, l'émission cathodique des diodes du tube 6AL5 produit une petite déviation de l'aiguille du galvanomètre, que l'on peut compenser par l'application, sur la cathode de la diode inférieure, d'une contre-tension obtenue par redressement à partir de la tension de chauffage du tube (diode D).

La linéarité du montage est très imparfaite, ce qui nécessite d'une part d'ajuster les résistances R, d'autre part de shunter le galvanomètre par une résistance de valeur différente pour chaque gamme de mesure, pour lui conserver une sensibilité constante. Ce défaut de linéarité est principalement dû au fait que l'impédance de la source délivrant le contre-courant n'est pas constante quelle que soit la position du commutateur S.

La réponse des diodes du tube 6AL5 présente des fluctuations dues aux variations de la tension de chauffage. Nous avons remplacé ce tube par deux diodes au silicium, type BAY31, à faible capacité parasite et à réponse rapide, ce qui nous a permis de nous affranchir de l'emploi d'une source de tension de chauffage stabilisée.

Nous avons ensuite adopté la solution qui consiste à délivrer le contre-courant par l'intermédiaire d'un transistor travaillant en générateur de courant constant, de manière que l'impédance de source correspondante soit grande et constante. Dans un premier temps, nous avons alimenté le galvanomètre par un transis-

tor NPN Silicium, type BSY27, monté en base commune (voir figure 14). Puis nous avons adopté le même principe de fonctionnement pour la source de contre-courant. Le transistor PNP, au silicium, type



- Figure 14 -

2S301, est alimenté par deux résistances ($27\text{ k}\Omega$, $12\text{ k}\Omega$) qui fixent le potentiel de sa base à $+26$ volts environ, par rapport à la ligne de potentiel 0; le potentiel de l'émetteur est donc de $+26,5\text{ V}$ environ. La valeur du contre-courant est déterminée par les résistances R aux bornes desquelles existe une tension de $85 - 26,5 = 58,5$ volts. Ces résistances sont constituées chacune par une résistance bobinée de fort wattage et de faible coefficient de température (de manière à réduire au minimum la dérive du courant due à l'échauffement provoqué par l'effet Joule) et par un potentiomètre bobiné monté en résistance variable.

Nous avons constaté que la linéarité du montage était peu affectée par la valeur de l'impédance du condensateur de liaison C , ce qui nous a permis d'augmenter sa valeur et d'employer un microampèremètre de calibre $300\text{ }\mu\text{A}$. Le courant dans le transistor 2S301 varie de $300\text{ }\mu\text{A}$ à 3 mA lorsque la fréquence varie de 20 kHz à 220 kHz ; la résistance de collecteur de $4,7\text{ k}\Omega$ est destinée à limiter la dissipation du transistor à 35 mW environ.

Nous avons alimenté ce montage par un générateur de signaux sinusoïdaux suivi d'un amplificateur de tension. Les résultats

obtenus sont transcrits dans le tableau I suivant.

TABLEAU I

Fréquence du signal d'entrée: kHz	Déviatiion du galvanomètre μA	Erreur en %
20		
40	300	0
60	300	0
80	300	0
100	300	0
120	300	0
140	298	-0,67
160	298	-0,67
180	297	-1
200	296,5	-1,2
220	295	-1,7

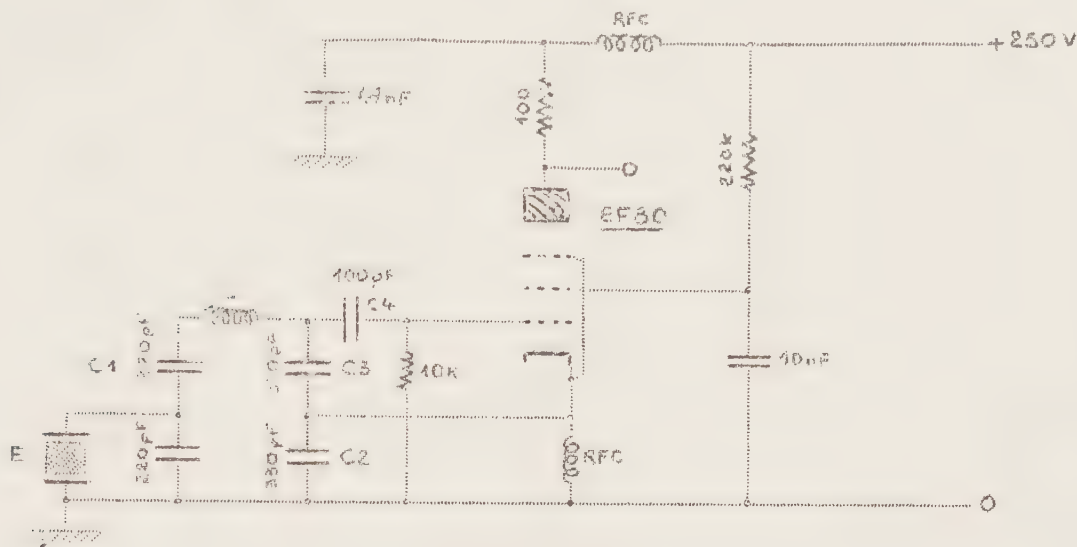
L'erreur de linéarité, pour les fréquences supérieures à 120 kHz, est due en grande partie à l'amplificateur de tension précédant le fréquencemètre: sa mauvaise réponse en fréquence se traduit par une contraction de la partie supérieure des signaux délivrés par l'écrêteur.

Ces résultats paraissent donc exploitables à condition de pouvoir obtenir, à partir des étages précédant le fréquencemètre un signal de forte amplitude et de forme constante pour le spectre de fréquence 20-220 kHz.

2- OSCILLATEURS.

Le montage (voir figure 15) est inspiré d'un oscillateur Clapp. La pentode EF80 est un tube à pente fixe pour utilisation en amplificatrice HF. La tension d'anode est de 250 volts environ. La polarisation de la grille 2 est fixée à 50 volts environ par une résistance de 220 k Ω , découplée à la masse par un condensateur de 10 nF. Le taux de réaction est fixé par le rapport des capacités C_2 et C_3 ; la cathode est reliée à la masse par une self de choc. La fréquence d'oscillation est déterminée par L, C_1 , C_2 , C_3 ; C_1 est constitué de deux condensateurs de 220 pF montés en série.

Dans l'oscillateur à fréquence variable O_x , la capacité de la cellule est connectée en parallèle avec celui des condensateurs de 220 pF qui est relié à la masse électrique du montage.



- Figure 15 -

Le condensateur C_4 est ajusté pour obtenir une onde sensiblement sinusoïdale, d'amplitude constante quelle que soit la fréquence d'oscillation.

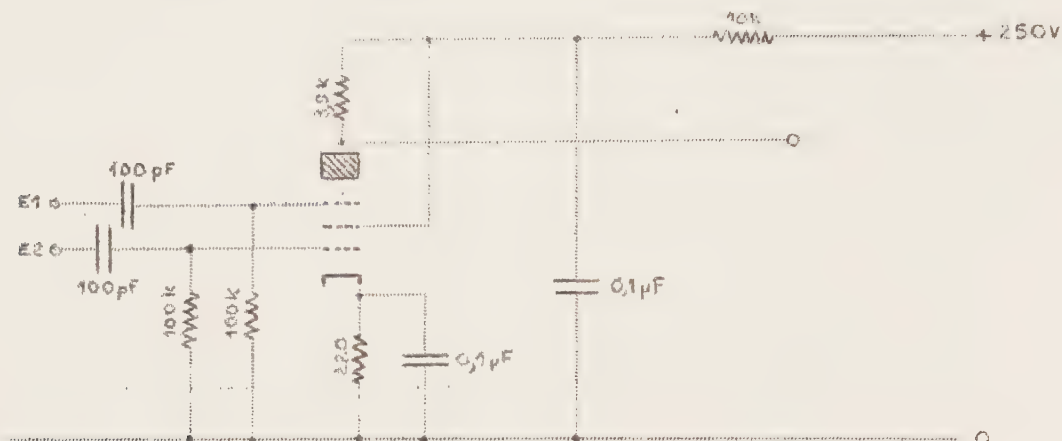
Tel qu'il est réalisé, ce montage délivre un signal sinusoïdal de 1 volt crête à crête, stable vis-à-vis des variations de la tension de chauffage des tubes ($\pm 15\%$ autour de la valeur 6,3 V). Les variations de la haute tension d'alimentation entraînent un glissement de la fréquence d'oscillation. Ce phénomène s'observe également en faisant varier la capacité de la charge de sortie.

Le câblage de ces oscillateurs doit être effectué avec soin sur un châssis en aluminium, ou de préférence en laiton sur lequel sont soudés directement les éléments reliés à la masse. Les résistances sont du type aggloméré; les condensateurs sont au mica (les condensateurs au polystyrène conviennent également).

Les deux oscillateurs sont éloignés l'un de l'autre, et séparés par un blindage métallique afin qu'ils n'aient pas tendance à se synchroniser l'un sur l'autre, lorsqu'ils oscillent à des fréquences voisines.

3- MELANGEUR.

Nous avons employé une pentode, type 6AS6, montée comme l'indique le schéma de la figure 16 .



- Figure 16 -

Le tube, alimenté sous 250 volts, fonctionne avec un courant d'anode de 7,5 mA environ. La polarisation de l'anode à 125 V est obtenue par une résistance de 13,9 k Ω , dont une partie est découplée à la masse de manière à isoler la source continue de la source HF. La grille 2 est portée à 150 volts. La polarisation de la grille 1 est fixée à -2,2 V environ par la résistance de cathode (220 Ω) découplée à la masse par 0,1 μ F.

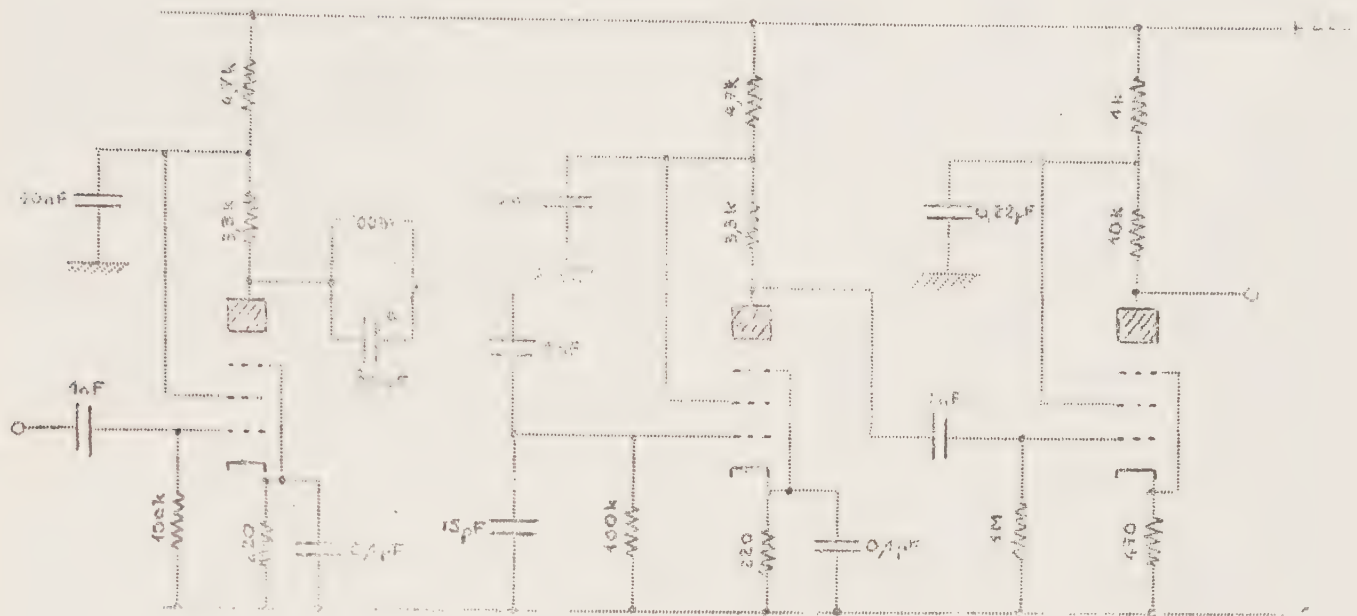
Les signaux de sortie des oscillateurs O_f et O_x sont appliqués respectivement sur les grilles 4 et 1 du tube mélangeur par l'intermédiaire de deux condensateurs de 100 pF. Le signal de sortie, de fréquence $|F_x - F_f|$ est très proche d'une sinusoïde; son amplitude (60 millivolts crête à crête, à 20 kHz) décroît très rapidement lorsque la fréquence de battement augmente (-3 dB à 700 kHz environ).

4- AMPLIFICATEUR.

L'amplificateur de tension comporte trois étages semblables constitués par des pentodes EF80 (voir schéma figure 17).

Les deux premiers étages fonctionnent dans les conditions suivantes: tension d'anode, 170 V environ; tension de grille 2,

200 V; pente 5 mA/V; le gain théorique de chaque étage est donc 16. Le gain mesuré est de 15, soit 225 pour les deux étages. Le



- Figure 17 -

cuit "bouchon" placé à la sortie du premier tube atténue la résiduelle HF passant par capacité dans le tube mélangeur (cette résiduelle représente environ 20% du signal EF); le condensateur de 15 pF court-circuite les signaux de HF restants.

Le troisième étage apporte un gain en tension de l'ordre de 14. Le gain global de l'amplificateur est donc de 3150, ce qui permet d'obtenir un signal de 175 volts crête à crête environ.

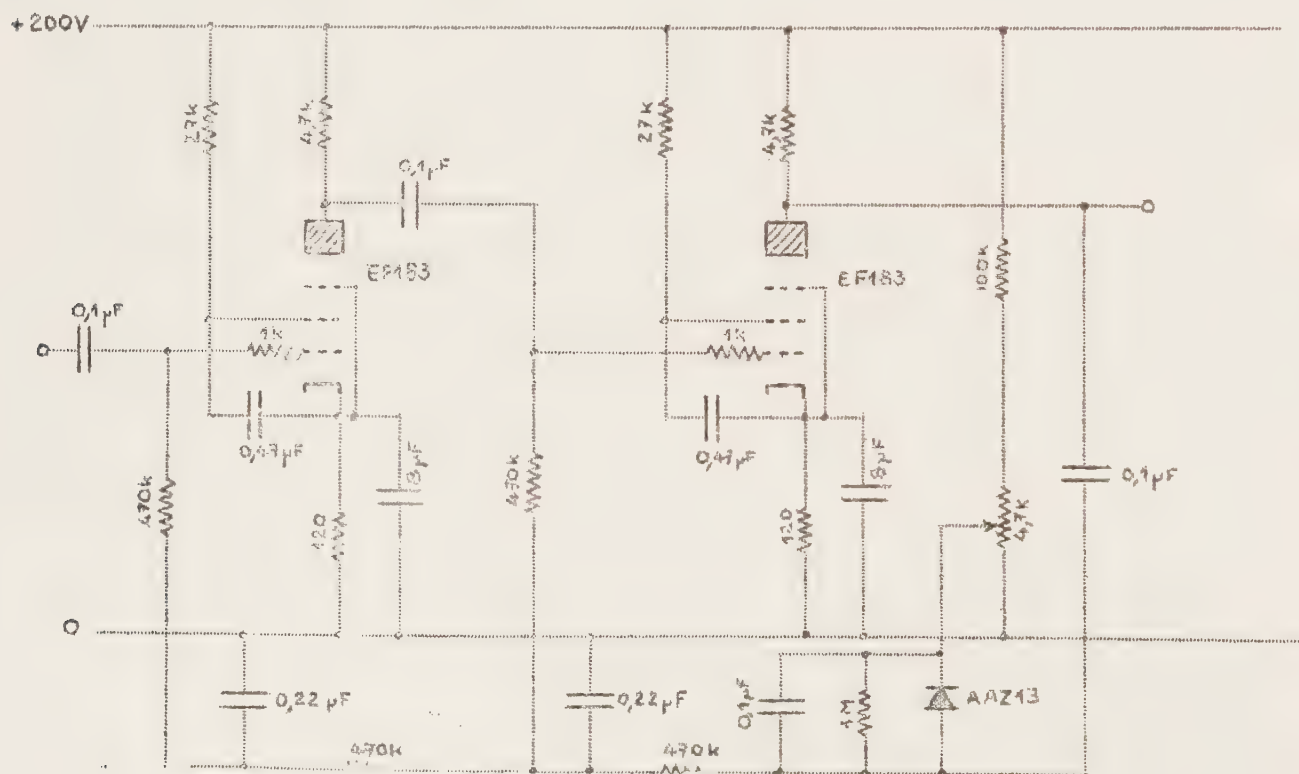
Nous avons mentionné, lors de l'étude du fréquencesmètre, les résultats obtenus avec ce montage (*). Le défaut de linéarité principalement observé sur les gammes de fréquence supérieure à 140 kHz est dû à la déformation du signal écrêté, déformation occasionnée d'une part par le manque de niveau aux fréquences élevées (l'écrêtage de la sinusoïde se fait à un niveau proche de la valeur de crête), d'autre part par l'impédance de sortie de l'amplificateur qui est insuffisamment faible (déformation du signal par les charges capacitives se traduisant par une augmentation du temps de descente, et une exagération de la baisse de niveau).

(*) Voir le schéma d'ensemble de l'appareil Planche 1.

Il est donc nécessaire, à ce stade de l'étude, d'essayer quelques solutions susceptibles d'apporter une amélioration sensible au fonctionnement du montage.

1°- Le niveau de sortie de l'amplificateur de tension n'est pas constant: mis à part le fait que la réponse en fréquence de l'amplificateur lui-même n'est pas parfaite, ceci est dû au niveau de sortie variable de l'étage mélangeur. Nos essais pour stabiliser l'amplitude de ce signal ont été infructueux; il apparait donc que la régulation d'amplitude du signal pourrait se faire en un point quelconque de la chaîne d'amplification, à condition que l'amplification (au-delà du point de régulation) soit suffisante pour obtenir le niveau que requiert l'étage écrêteur.

2°- L'écrêtage du signal de sortie de l'amplificateur doit s'effectuer sur une onde symétrique. Nous avons orienté notre recherche vers l'élaboration d'un étage du type bascule de Schmitt permettant d'obtenir un signal rectangulaire d'amplitude et de forme constantes, peu altéré par la capacité d'entrée de l'étage suivant.



- Figure 18 -

5- AMPLIFICATEUR A STABILISATION D'AMPLITUDE.

La polarisation négative de grille 1 conditionne en grande partie le fonctionnement d'un tube amplificateur. Pour une pentode à pente variable, toute variation de cette tension se traduit par une variation de pente du tube, donc par une variation de gain.

La tension alternative de sortie d'un amplificateur est redressée en alternances négatives; la tension continue ainsi recueillie sert à polariser les tubes et provoque l'effet de régulation recherché: en effet, si l'amplitude du signal a tendance à croître, la polarisation augmente et le gain de l'étage diminue.

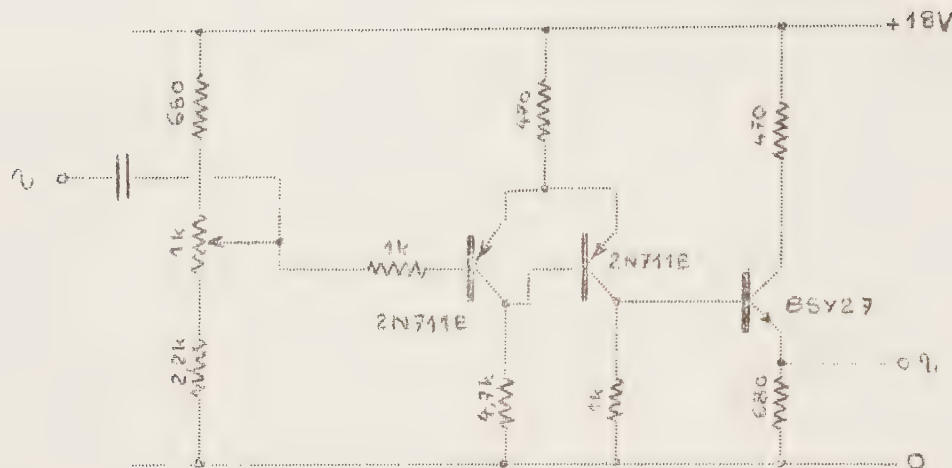
La figure 18 montre le schéma du montage qui nous a donné le plus de satisfaction. Il comporte deux étages à pentode, type EF183, fonctionnant sous 170 V de tension d'anode et 145 V de tension de grille 2, et un courant moyen de 10 mA. L'ensemble est alimenté sous 200 V.

Nous avons obtenu avec ce montage une stabilisation de l'amplitude de sortie de $\pm 5\%$ environ autour de 10 volts, pour une variation du signal d'entrée de 10 à 20 mV_{eff}, et une variation de fréquence de 10 à 240 kHz.

6- BASCULE DE SCHMITT.

Nous avons essayé plusieurs montages à tubes (12AT7, ECF80) pour lesquels il nous a été impossible d'obtenir des signaux dont le temps de descente reste uniforme à toutes les fréquences: il est toujours très affecté par l'action des capacités de sortie.

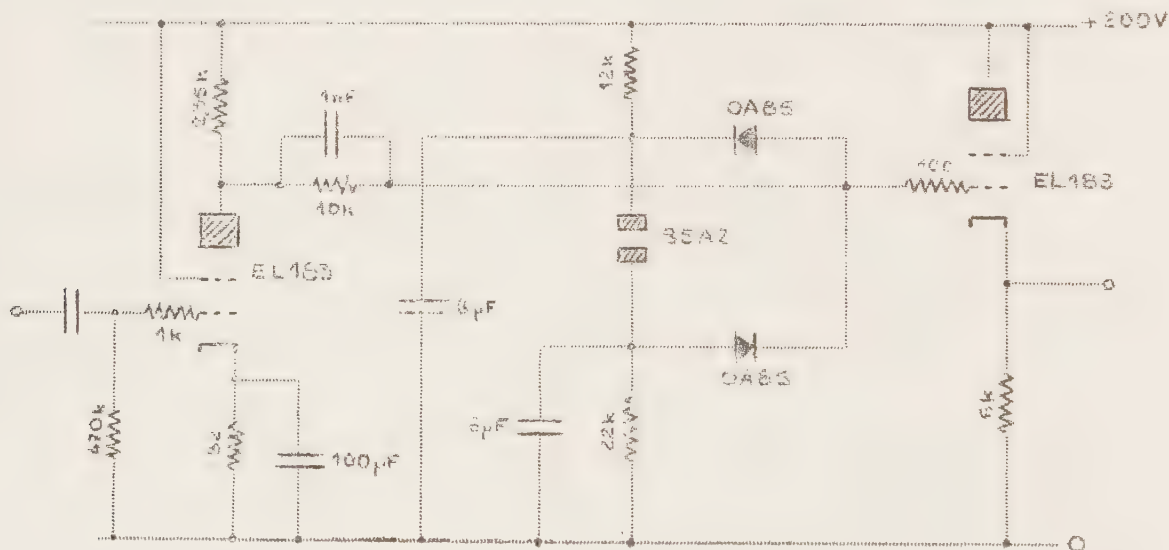
Par contre, nous avons retenu un montage entièrement transistorisé qui nous a donné de bons résultats jusqu'à 2 MHz. Le schéma de cet étage est reproduit figure 19. Nous décrirons plus en détail son fonctionnement dans la 2^e partie de notre étude. Notons simplement que l'emploi des transistors à commutation rapide, type BSY27 (STC) et 2N711B (Texas Instruments) permet d'avoir des temps de montée et de descente très faibles, de l'ordre de 50 nanosecondes. L'amplitude du signal de sortie est de 11 volts.



- Figure 19 -

7-AMPLIFICATEUR DE TENSION ET ECRETEUR.

Ce signal rectangulaire est amplifié par une pentode de puissance, type EL183, qui fonctionne en condition "saturée-bloquée" avec un courant moyen de 35 mA, et une tension d'anode moyenne de 120 volts. Le signal recueilli est écrêté symétriquement autour de la valeur 120 volts par deux diodes OA85 alimentées sous 85 volts



- Figure 20 -

par un tube stabilisateur 85A2 (voir figure 20). La liaison est effectuée par une résistance de 10 kΩ en parallèle avec un condensateur de 1000 pF, de manière à limiter d'une part le courant dans

le circuit, d'autre part l'effet d'atténuation du signal dû à la capacité d'entrée du tube suivant.

Une seconde pentode EL183, montée en étage à charge cathodique, permet de recueillir le signal de sortie sous une faible impédance.

8- RESULTATS.

Le schéma d'ensemble de l'appareil réalisé figure sur la planche 2.

Les résultats obtenus sont peu différents de ceux du montage précédent: l'amélioration de linéarité ne porte que sur deux gammes de mesure. Au-delà de 160 kHz, elle est toujours affectée par le défaut de réponse en fréquence du dernier étage amplificateur.

Nous remarquerons aussi que ce montage conduit à l'emploi de sources de tensions élevées, et de débits relativement importants, ce qui se traduit par un rendement énergétique particulièrement faible (la seule partie de l'appareil pouvant être considérée comme active étant l'oscillateur O_x).

Le seul résultat positif de cette étude a été la mise en évidence de l'avantage des transistors à fréquence de coupure élevée sur les tubes, lors de l'étude d'une bascule de Schmitt. Ce résultat nous a incité à reprendre l'étude complète de l'appareil pour développer un montage presque totalement transistorisé qui, nous allons le voir, fait appel à des solutions relativement simples et donne des résultats satisfaisants.

CHAPITRE II

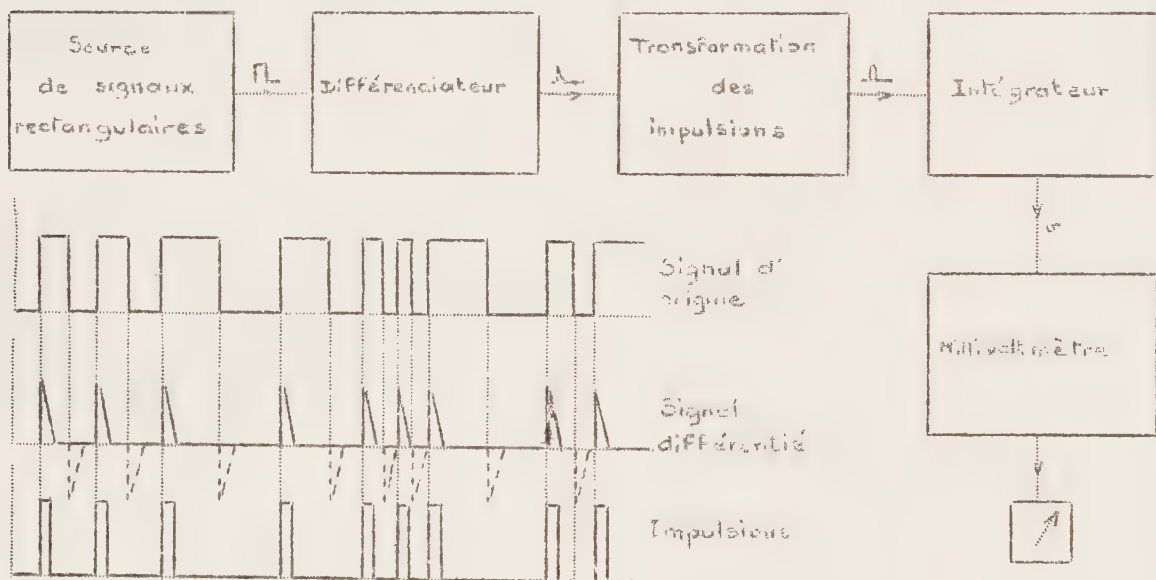
ETUDE ET REALISATION D'UN MONTAGE TRANSISTORISE.

INTRODUCTION.

Nous avons vu qu'il était très difficile, avec un montage à tubes, d'obtenir, au niveau du fréquencemètre, des signaux dont la forme soit indépendante de la fréquence. Avec un montage à transistors, il n'est pas douteux que le problème serait tout aussi difficile à traiter avec des moyens simples, d'autant plus qu'il est nécessaire de produire des signaux de grande amplitude.

Nous avons donc abandonné le principe du fréquencemètre tel qu'il a été décrit précédemment pour adopter une solution dont le principe est le suivant (voir schéma figure 21):

On fournit des signaux rectangulaires à un circuit différentiateur; de l'onde recueillie, on ne conserve que les impul-



- Figure 21 -

sions d'une même polarité qui déclenchent un multivibrateur monostable: les impulsions rectangulaires, de largeur et d'amplitude bien définies, qu'il délivre sont transmises à un circuit intégrateur (résistance-capacité); la tension recueillie est proportion-

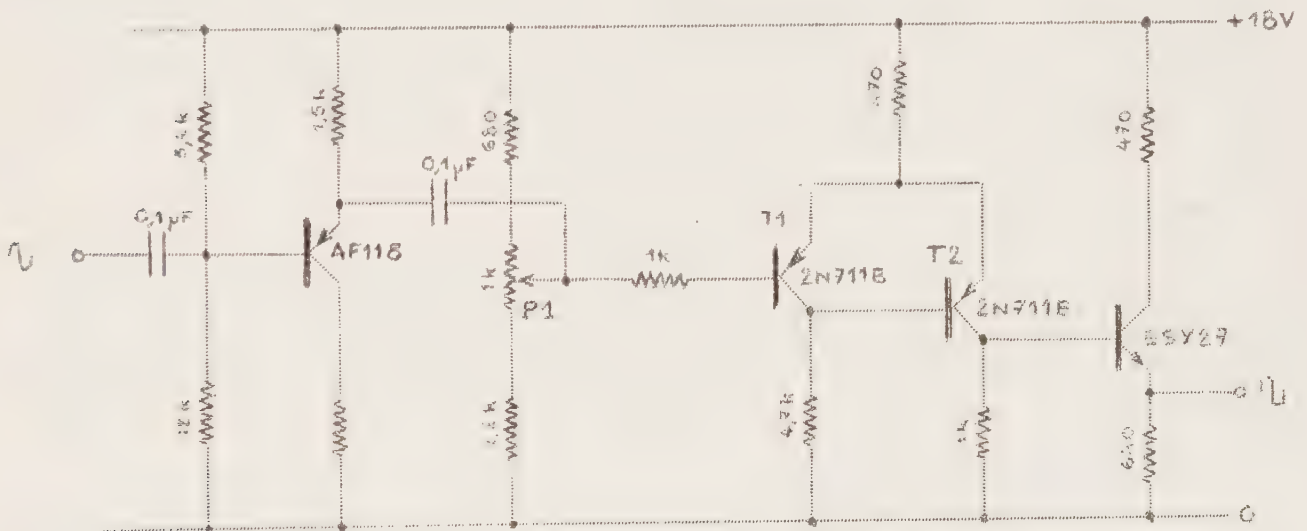
nelle au nombre d'impulsions par unité de temps, c'est-à-dire à la fréquence du signal du générateur d'entrée.

Le schéma fonctionnel de l'appareil est donc inchangé (voir figure 11 page 10).

1 - PRODUCTION DE SIGNAUX RECTANGULAIRES.

Comme dans le montage à tubes, le signal recueilli à la sortie de l'étage mélangeur-amplificateur a une amplitude et une forme qui dépendent de la fréquence.

L'étage que nous allons étudier est une bascule de Schmitt dont le rôle consiste à transformer ce signal de caractéristiques variables en une onde rectangulaire d'amplitude constante et qui présente des fronts de montée et de descente de durée indépendante de la fréquence.



- Figure 22 -

Le schéma du montage est représenté figure 22.

L'amplitude des signaux de sortie est de 11 volts environ. Le fonctionnement est satisfaisant jusqu'à 2,2 MHz: de 10 kHz à 1 MHz, les temps de montée et de descente sont de 50 nanosecondes environ; au-delà de 1 MHz, il se produit un allongement du temps de descente, phénomène peu gênant puisque seules les impulsions correspondant au front de montée de l'onde sont conservées dans

l'étage différentiateur suivant.

La tension d'entrée doit être de 2,5 à 3 V_{eff} .

a) Bascule de Schmitt.

Ce multivibrateur bistable est composé de deux transistors PNP au silicium, type 2N711B (Texas Instruments), dont les résistances de charge sont très inégales; la réaction est maximale: la base du transistor T_2 est directement réunie au collecteur du transistor T_1 ; l'intervalle entre les points d'enclenchement et de déclenchement est donc important.

En l'absence de signal d'entrée, T_2 est saturé; la résistance commune d'émetteur (470 Ω) limite la tension de collecteur de T_2 , donc l'amplitude du signal de sortie (11 volts environ).

Le potentiomètre P_1 permet de régler la tension de base du transistor T_1 entre les points d'enclenchement et de déclenchement, donc de régler la symétrie du signal de sortie. La résistance en série avec la base limite l'effet de réaction de cet étage sur les sections précédentes.

b) Transistor d'entrée.

L'entrée du "générateur" est équipée d'un transistor PNP au germanium, type AF118 (Philips), monté en emitter-follower. Son rôle est d'augmenter l'impédance d'entrée. Le gain en tension de l'étage est voisin de 1.

c) Transistor de sortie.

Le transistor NPN au silicium, type BSY27 (I T T), est monté en emitter-follower, ce qui assure une impédance de sortie faible. Sa fréquence de coupure élevée permet de ne pas altérer les temps de montée et de descente du signal rectangulaire qu'il transmet.

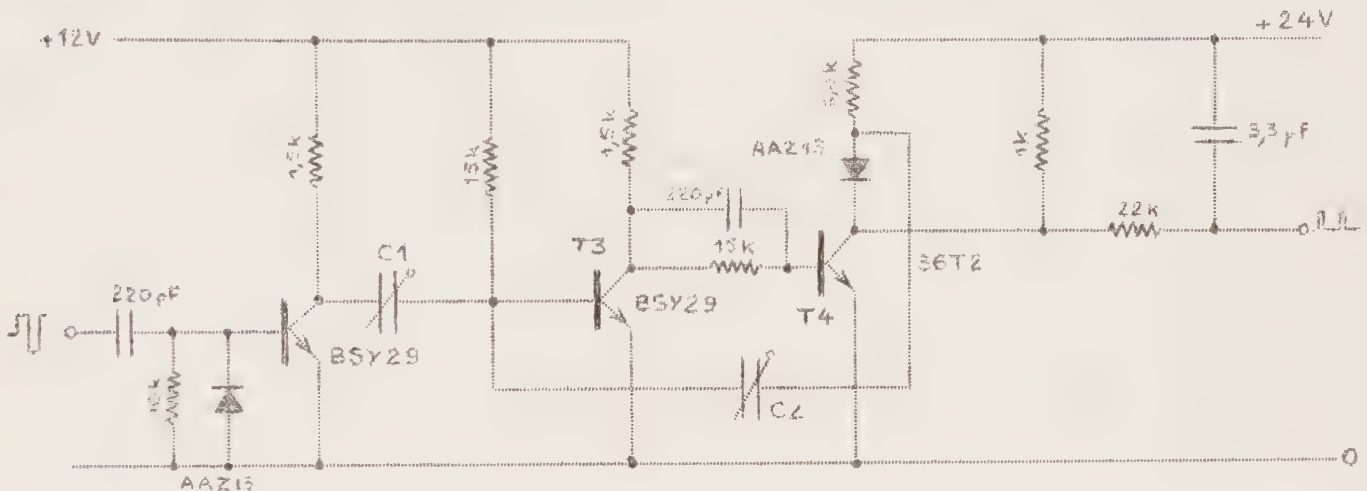
La résistance (470 Ω) placée dans le collecteur limite la puissance dissipée dans le transistor, en cas de court-circuit de la sortie, à 200 mW .

L'ensemble du montage est alimenté sous une tension

continue de 18 volts (consommation: 25 mA environ). Le pôle négatif est relié à la masse.

2- FREQUENCEMETRE.

Cet étage est constitué principalement par un multivibrateur monostable déclenché par des impulsions de très courte durée obtenues en différenciant les signaux délivrés par la bascule de Schmitt. Il fournit des impulsions rectangulaires.



- Figure 23 -

a) Différentiateur.

Le signal délivré sur l'émetteur du transistor BSY27 de l'étage précédent est différencié (voir figure 23) par un circuit condensateur-résistance (220 pF, associé à la résistance de 10 k Ω en parallèle avec la résistance inverse de la diode, qui est grande). La diode AAZ13, au germanium, à commutation rapide (Philips, Mullard) ne permet de transmettre que les impulsions positives à la base du transistor amplificateur, type BSY29 (identique au transistor BSY27, mais ayant une fréquence de coupure et un gain plus élevés). Les impulsions amplifiées sont de polarité négative par rapport à la masse; leur temps de montée est de 30 nanosecondes environ.

b) Transformateur d'impulsions.

Le multivibrateur monostable est réalisé à l'aide de deux transistors NPN, types BSY29 et 36T2 (transistor au silicium, à fréquence de coupure élevée et à faible capacité de sortie).

En l'absence de signal d'entrée, le transistor T_3 , dont la base est alimentée par la résistance de $15\text{ k}\Omega$, est saturé; T_4 n'est pas conducteur. Toute impulsion négative arrivant sur la base de T_3 est transmise à T_4 qui se sature et reste dans cet état jusqu'à ce que la tension aux bornes du condensateur C_2 ait décru; T_3 redevient alors conducteur, et T_4 se bloque. Le temps mis par le système pour revenir à son état initial (autrement dit, la durée de l'impulsion) dépend donc du temps de décharge du condensateur C_2 à travers les résistances de $1\text{ k}\Omega$ et $15\text{ k}\Omega$.

La diode au germanium, type AAZ13, a pour but d'éviter que la remontée de tension au collecteur de T_4 ne se fasse selon une loi exponentielle (charge du condensateur C_2).

Les deux transistors BSY29 sont alimentés sous une tension continue de $+12$ volts par rapport à la masse. Le transistor 36T2 est alimenté sous 24 volts; cette tension détermine l'amplitude des impulsions de sortie, et doit donc être parfaitement stabilisée.

La largeur des impulsions est réglée, en agissant sur la valeur du condensateur C_2 , à 500 nanosecondes (Cette durée peut être réglée indifféremment entre $0,1$ et 1 microseconde, et ne varie pas avec la fréquence).

Le temps de montée des impulsions est de 40 nanosecondes environ (entre 10 et 90% de la valeur de crête), et est indépendant de leur fréquence de répétition.

Le palier supérieur peut présenter des suroscillations dues aux capacités et inductances parasites du montage. Le réglage du condensateur C_1 permet d'atténuer ces suroscillations qui peuvent par ailleurs être réduites par un câblage très soigné.

Le montage ainsi réalisé fonctionne normalement jusqu'à des fréquences du signal d'entrée de l'ordre de 500 kHz ; au-delà de cette valeur, le temps qui s'écoule entre deux impulsions d'entrée est supérieur au temps de recouvrement (retour à l'état stable) de la bascule: une impulsion sur deux déclenche le multivibrateur, de

sorte que la fréquence des impulsions de sortie est égale à la moitié de celle du signal d'entrée; ceci pour les fréquences comprises entre 500 et 1000 kHz. Entre 1 et 1,5 MHz, deux impulsions sur trois sont éliminées; et ainsi de suite.

Ce phénomène n'est pas gênant puisque la fréquence des impulsions de sortie est toujours supérieure à 240 kHz, valeur limite que nous devons mesurer. Il permet au contraire d'assurer une limitation automatique de la tension continue délivrée au millivoltmètre, comme nous allons le voir.

c) Circuit intégrateur.

L'intégration des impulsions rectangulaires est réalisée par un circuit composé d'une résistance et d'un condensateur de forte valeur (22 k Ω ; 3,3 μ F).

La tension continue recueillie aux bornes du condensateur est proportionnelle d'une part à la surface des impulsions (qui est constante, puisque leur amplitude et leur durée sont constantes) et d'autre part à leur fréquence.

3- MILLIVOLTMETRE.

Le millivoltmètre se compose essentiellement d'un convertisseur d'impédance à deux voies symétriques, chacune d'elles présentant un gain en tension très voisin de l'unité. L'une des voies est alimentée par le circuit intégrateur; l'autre répète la contre-tension issue d'un diviseur. Le schéma électrique de l'ensemble est représenté figure 24.

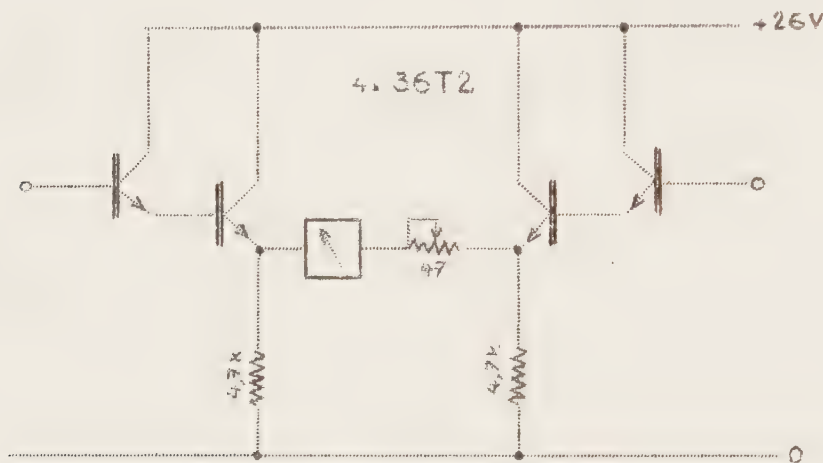
a) Amplificateur.

L'amplificateur est constitué par deux étages symétriques comprenant chacun deux transistors NPN, type 36T2 (SESCO), montés en double emitter-follower (amplificateur à très grande impédance d'entrée).

L'emploi de transistors au silicium, sans courant de fuite appréciable, permet de réaliser un système à faible dérive. Pour cela, les quatre transistors sont placés dans un bloc de laiton

isolé de la masse, de manière à réaliser l'équilibre thermique de l'ensemble, et assurer ainsi un comportement identique des deux voies en fonction de la température.

L'ensemble du montage est alimenté sous une tension de +26 volts par rapport à la masse. La tension émetteur-collecteur des transistors est ainsi suffisante (environ 2 volts, lorsque le transistor T_4 de la section précédente est bloqué) pour que leur point de fonctionnement demeure dans le domaine d'amplification linéaire. Cette tension continue n'a pas besoin d'être stabilisée.



- Figure 24 -

Les émetteurs des deux transistors de sortie sont chargés par deux résistances de 4700 Ω . L'appareil de mesure est connecté entre ces deux points. Toute variation de tension à l'entrée de l'une des voies de l'amplificateur se traduit par une variation de la tension aux bornes de la résistance d'émetteur correspondante; le déséquilibre des tensions de sortie engendre un courant qui traverse le galvanomètre et le fait dévier.

b) Microampèremètre.

Nous avons vu précédemment que le circuit intégrateur délivrait un signal proportionnel à la surface des impulsions rectangulaires fournies par le dernier étage du fréquencemètre. En modifiant la largeur de ces impulsions, nous avons constaté que la linéarité de réponse de l'ensemble fréquencemètre-millivoltmètre

était optimale lorsque le courant traversant le galvanomètre était compris entre 400 et 500 μA environ (pour un écart de fréquence de 20 kHz).

Nous avons choisi un microampèremètre à cadre mobile de calibre 450 μA , à zéro mécanique décalé (résistance du cadre: 800 Ω environ). Il est monté en série avec une résistance de 33 Ω et un potentiomètre de 47 Ω , qui permet d'ajuster la valeur maximale du courant traversant la chaîne.

c) Résultats.

Les résultats mentionnés dans le tableau II permettent de constater que l'erreur de linéarité de l'ensemble fréquencemètre millivoltmètre n'est jamais supérieure à 0,5%.

TABLEAU II

Fréquence du signal d'entrée kHz	Déviati on du galvanomètre μA	Erreur en %
20		
40	400	0
60	399	0,25
80	400	0
100	400	0
120	400	0
140	400	0
160	400	0
180	399	0,25
200	398	0,5
220	398	0,5

d) Source de contre-tension. Correction de linéarité.

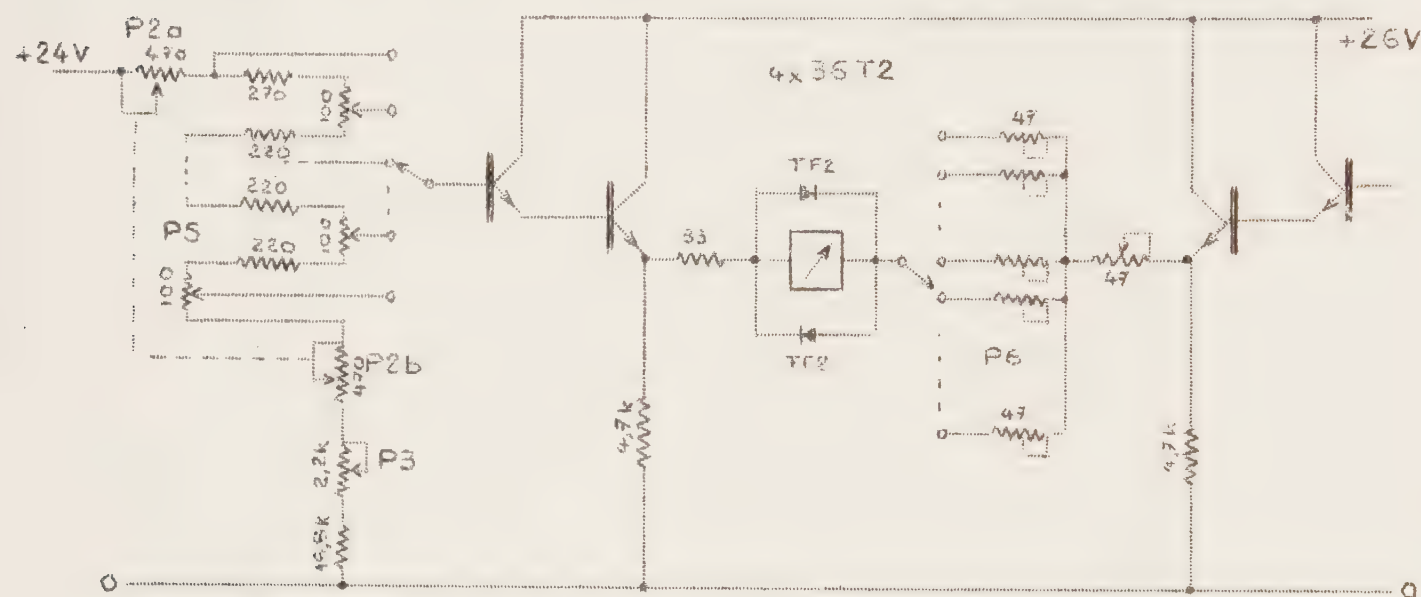
Voir le schéma de la figure 25.

La source de tension qui délivre la contre-tension pour chacune des gammes de mesure est constituée par une chaîne de résistances et de potentiomètres bobinés, alimentée sous 24 volts. Les potentiomètres P_5 permettent de régler, pour chaque gamme, la contre-tension nécessaire pour amener l'aiguille du microampèremètre sur la division "Zéro" de l'échelle (voir page 14).

Le potentiomètre double P_2 permet de décaler l'origine du potentiel des contre-tensions (contre-courant appliqué à l'entrée de l'amplificateur pour la gamme 20-40 kHz).

Le potentiomètre P_3 permet de faire varier l'intensité du courant qui traverse la chaîne. Il règle donc simultanément tous les décalages de tension entre les gammes.

La valeur du signal délivré par l'intégrateur n'est pas constante pour toutes les gammes de mesure; on corrige cette erreur pour chacune des gammes, en modifiant la valeur de la résistance placée en série avec le microampèremètre (potentiomètres P_6).



- Figure 25 -

Le montage ainsi réalisé, comprenant les trois étages fondamentaux ("générateur" de signaux rectangulaires, fréquencemètre et millivoltmètre), constitue à lui seul un appareil de mesure de fréquence de grande sensibilité (grande discrimination vis-à-vis de petites variations de fréquence) et qui possède une linéarité de réponse presque parfaite.

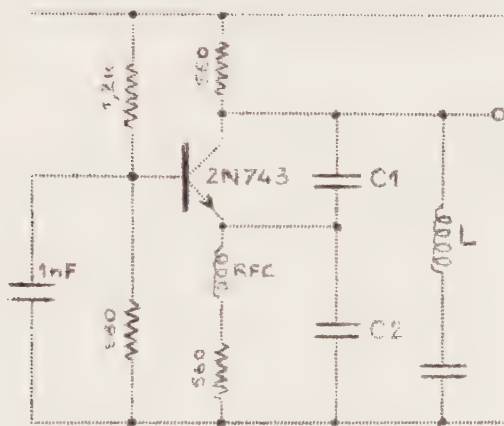
Nous étudierons maintenant les deux étages qui l'alimentent: oscillateurs et mélangeur.

4- OSCILLATEURS A HAUTE FREQUENCE.

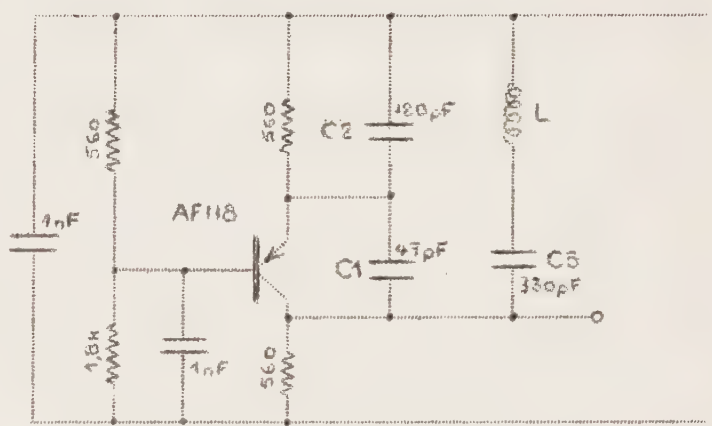
a) Oscillateurs à transistors.

Il est possible d'adapter aux transistors, par analogie ou correspondance directe, de nombreux montages classiques pour les tubes électroniques. Le montage qui a retenu notre attention est une version d'un oscillateur Clapp (3)(4), dont le schéma est représenté figure 26a. Cet oscillateur fournit un signal sinusoïdal de 8 volts crête à crête.

Pour des raisons d'économie (le transistor 2N743 valant près de 8 fois le prix d'un transistor AF118), nous avons étudié la version PNP de ce montage (Figure 26b) qui donne les mêmes résultats: 7,9 volts crête à crête à 16 MHz.



(a)



(b)

- Figures 26 -

La fréquence d'oscillation est déterminée par L , C_1 , C_2 . Le transistor est alimenté par deux résistances ($560\ \Omega$ et $1,8\ k\Omega$) qui fixent le potentiel de sa base à +9 V environ par rapport à la masse. Le courant d'émetteur est de 5 mA.

La fréquence d'oscillation est très dépendante:

- des variations de tension d'alimentation; il est donc nécessaire d'avoir une source de tension très bien stabilisée.
- des variations de la capacité de la charge de sortie (capacité mise en parallèle avec les condensateurs d'accord C_1 et C_2).
- des variations de température.

Nous avons effectué des enregistrements de la variation de fréquence d'oscillation en fonction de la température du transistor et des éléments du circuit. Les résultats de cette expérience ont été très décevants: nous avons constaté des variations atteignant 20 kHz pour des fluctuations de température de 10°C. Nous avons essayé d'enfermer les deux oscillateurs O_x et O_f dans une même enceinte calorifugée: la dérive en fréquence des deux oscillateurs était différente pour chacun d'entre eux; l'échauffement de l'enceinte était long et son équilibre thermique difficile à atteindre; la nécessité d'avoir un circuit compact (pour ne pas augmenter inconsidérément les dimensions de l'enceinte) conduisait à de grands risques de synchronisation des oscillateurs l'un par rapport à l'autre.

Nous avons donc abandonné ce montage, beaucoup trop sensible à la température, pour revenir à un montage à tube.

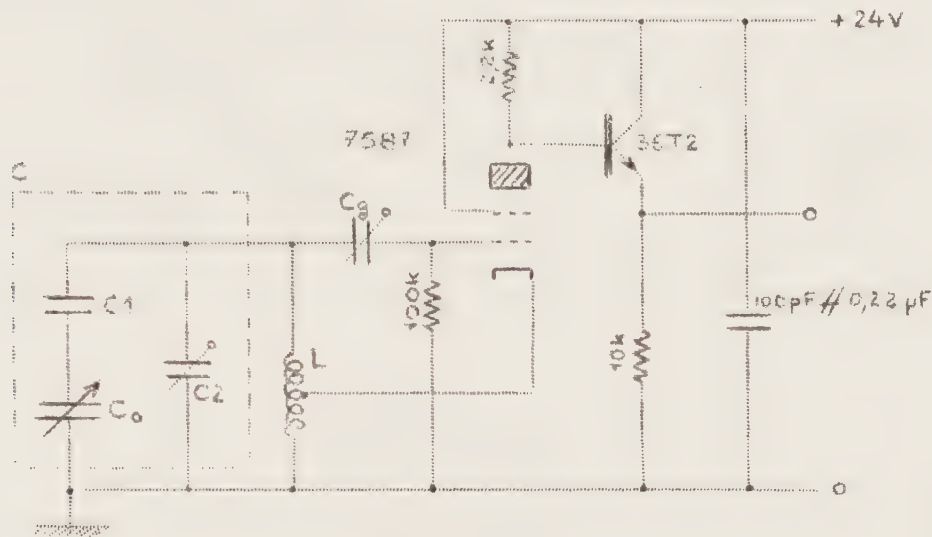
b) Oscillateurs à nuvistor.

Nous avons vu dans les pages qui précèdent que tous les circuits mis au point étaient alimentés sous des tensions faibles (12, 18, 24 et 26 volts). Pour ne pas compliquer l'appareil, et lui garder une certaine homogénéité, nous avons décidé d'employer une de ces tensions pour alimenter les oscillateurs. Ceci nous a conduit à essayer quelques échecs avec des montages à tubes de type courant (12AU7, EF98).

L'emploi de nuvistors semble, par contre, particulièrement intéressant dans ce genre d'application: bande passante élevée, faibles capacités d'entrée et de sortie, pente relativement grande pour de faibles tensions d'alimentation et de faibles courants d'anode, chauffage du filament ne nécessitant qu'une puissance réduite.

Le montage représenté figure 27 utilise un nuvistor 7587 (R.C.A.; Radiotechnique) fonctionnant avec un courant d'anode d'environ 1 mA, alimenté sous 24 volts. La pente est de 2,5 mA/V. Le signal sinusoïdal recueilli sur la résistance d'anode de valeur relativement élevée (2,2 k Ω) a une amplitude de 6 volts crête à

crête. Cette amplitude reste pratiquement constante pour des fréquences d'oscillation comprises entre 15 et 17 MHz (résultat correspondant à un réglage de C_g à 20 pF environ).



- Figure 27 -

La fréquence d'oscillation est déterminée par L et C (comportant C_2 en parallèle avec C_1 et C_0 montés en série). Dans l'oscillateur O_x , le condensateur C_0 est constitué par les deux électrodes de la cellule de mesure; dans l'oscillateur O_f , C_0 est choisi, par un commutateur, parmi dix valeurs de condensateurs.

La fréquence du signal délivré est stable vis-à-vis de la température (nous avons constaté une variation de 300 Hz environ pour une variation de 10°C de la température). Elle dépend toutefois de la capacité qui charge la sortie.

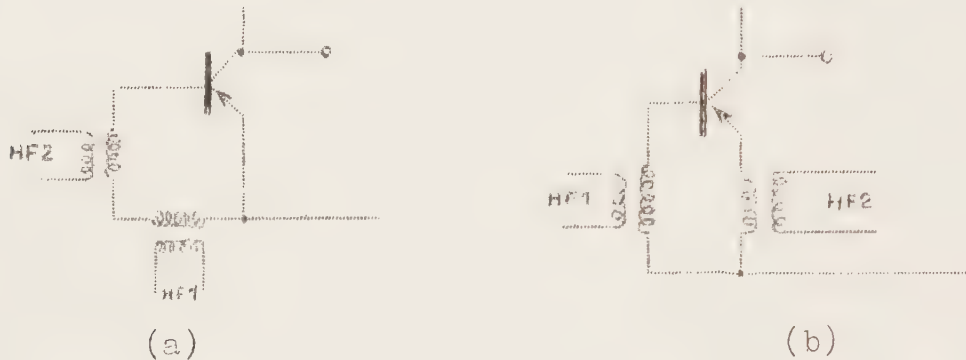
Un emitter-follower de sortie (36T2) assure à l'ensemble une impédance de sortie faible.

5- ETAGE MELANGEUR.

Dans la réalisation à tubes de l'appareil, l'emploi d'une heptode facilitait l'obtention d'un signal à la fréquence $|F_f - F_x|$: les deux signaux des oscillateurs étaient appliqués respectivement aux grilles 1 et 4. Il n'existe pas de correspondance directe de ce montage avec les transistors.

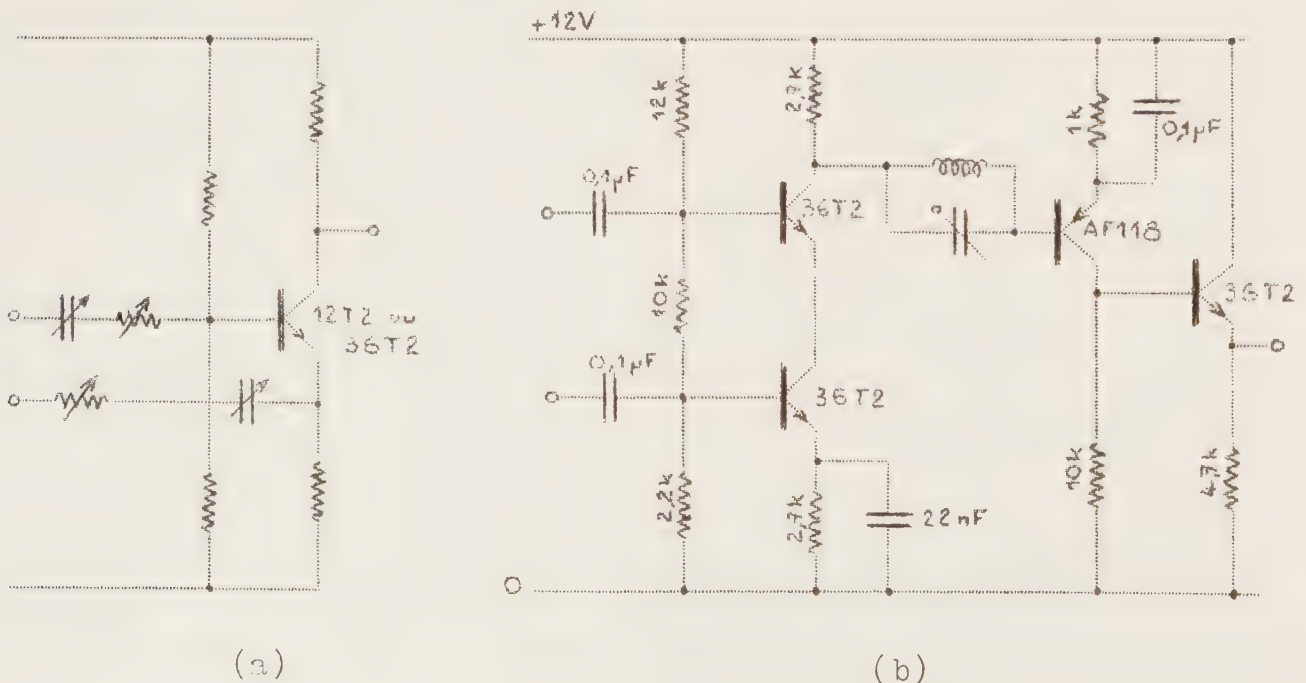
Les mélangeurs à transistors sont le plus souvent cons-

titués d'un seul transistor auquel on applique, par des transformateurs appropriés, les deux ondes HF: soit toutes deux sur la base (figure 28a), soit sur la base et l'émetteur respectivement (figure 28b).



- Figures 28 -

Nous avons essayé un montage (Figure 29a) dans lequel les signaux étaient transmis directement à la base et à l'émetteur d'un transistor 36T2. Cette solution nous a montré la nécessité d'adapter correctement les impédances d'entrée avec les impédances de sortie des oscillateurs; cette adaptation s'est avérée assez critique, et le signal résultant du mélange des deux ondes d'entrée



- Figures 29 -

était peu utilisable: grande dépendance vis-à-vis des capacités d'entrée du transistor, forme et amplitude du signal de sortie très variables suivant les fréquences d'oscillation respectives des oscillateurs O_f et O_x .

Le schéma de la figure 29b montre une amélioration de ce montage. La résistance d'émetteur a été remplacée par un transistor 36T2. Le signal correspondant est appliqué à la base de ce dernier. Les deux transistors fonctionnent dans des conditions sensiblement identiques: tension émetteur-collecteur de 10 V ; courant d'émetteur voisin de 0,7 mA, fixé par la résistance de 2,7 k Ω découplée à la masse.

Le signal recueilli sur la charge de collecteur a une amplitude de 0,7 V_{eff}, qui varie avec la fréquence. Ce signal est amplifié par un transistor PNP, type AF118; la liaison directe est effectuée par un circuit "bouchon" qui élimine les résidus de HF. L'impédance de sortie de l'étage est ramenée à une valeur faible par un transistor monté en emitter-follower.

Le signal de sortie a une forme pratiquement rectangulaire pour les fréquences comprises entre 10 et 300 kHz; son amplitude est alors de 20 volts environ. Au-delà de ces fréquences, l'amplitude diminue fortement; elle reste néanmoins suffisante pour déclencher la bascule de Schmitt de l'étage suivant.

6- CIRCUITS ANNEXES.

Nous venons de décrire le schéma de la partie "active" d'un titrimètre à haute fréquence, en examinant successivement les divers étages électroniques qui la composent. Tel quel, cet appareil permet d'étudier les variations de conductivité d'une solution avec précision.

Nous allons consacrer maintenant quelques paragraphes à l'étude de circuits annexes qui donneront à l'appareil son véritable aspect d'appareil industriel.

a) Etalons de fréquence.

Pour faciliter le réglage du fréquencemètre et du milli-

voltmètre associé, et pouvoir ainsi parfaire ces réglages en cours de manipulation, il est indispensable d'avoir une source de signaux dont la fréquence est parfaitement définie.

La fréquence de départ de l'appareil est de 20 kHz, c'est-à-dire que les fréquences d'oscillation de O_x et O_f devront être différentes d'au moins 20 kHz, pour que l'on puisse suivre la variation de l'une d'entre elles.

La pleine déviation du microampèremètre est obtenue pour une variation de 20 kHz de la fréquence. Il sera bon de pouvoir vérifier cette élongation.

En outre, le domaine de variation de la fréquence, pour une gamme de l'oscillateur O_f , est de 200 kHz.

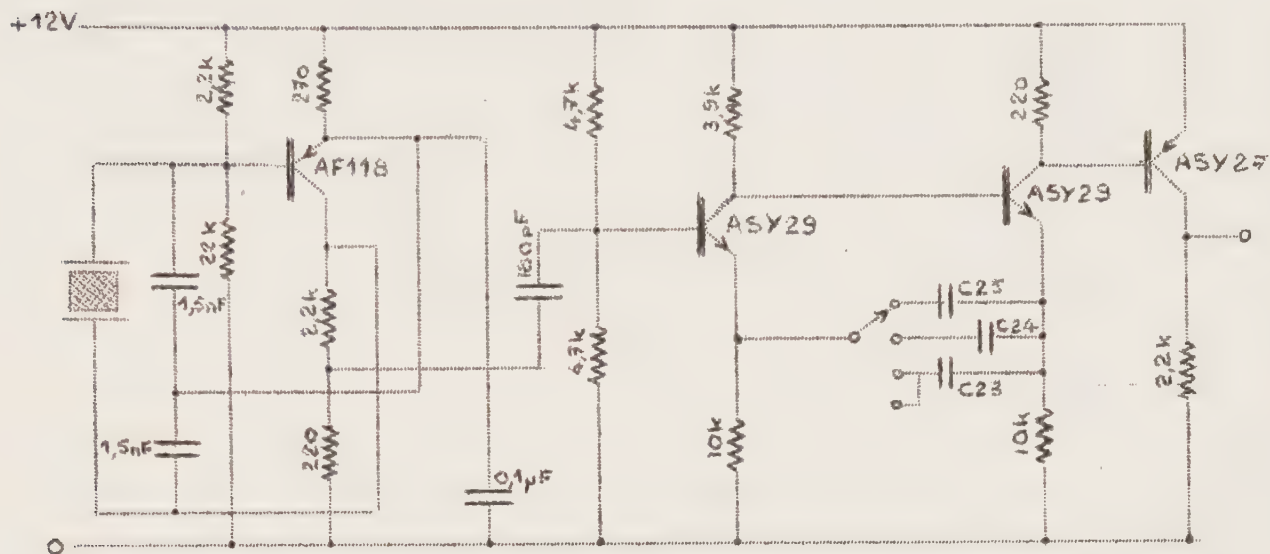
L'étage que nous allons présenter fournit des fréquences étalon de 20 kHz, 40 kHz et 200 kHz. Il se compose d'un oscillateur à quartz qui synchronise un générateur de signaux rectangulaires.

Dans un oscillateur classique à transistor, on peut remplacer le circuit L-C définissant la fréquence par un cristal de quartz (le circuit équivalent à un quartz est approximativement un circuit L-C à coefficient de surtension très élevé). Le circuit de cet oscillateur, très stable en fréquence, est représenté figure 30. Il comporte un transistor PNP, type AF118, monté en amplificateur de manière classique: base alimentée par les deux résistances de 2,2 et 22 k Ω ; émetteur découplé à la masse; courant d'émetteur fixé à 3 mA environ par la résistance de 270 Ω ; tension collecteur émetteur de 4 volts environ.

Les condensateurs C_{19} et C_{20} , de 1500 pF chacun, sont déterminés par l'expérience pour donner une grande stabilité de la fréquence d'oscillation. Le quartz est de préférence un cristal de taille dite G T (très faible coefficient de température), de 200 kHz (de manière à pouvoir synchroniser des signaux dont la fréquence est un sous-multiple de 200 kHz : 200, 40, 20 kHz).

Le générateur de signaux rectangulaires se compose d'un étage multivibrateur à deux transistors NPN, type ASY29, au germanium (Philips), à fréquence de coupure moyenne. L'ensemble du

montage est alimenté sous une tension de 12 V . Chaque transistor est chargé, dans son circuit d'émetteur, par une résistance de 10 k Ω qui détermine, avec les condensateurs C₂₃ à C₂₅, la fréquence d'oscillation. Ces résistances doivent être de valeurs égales pour assurer la symétrie du signal de sortie.



- Figure 30 -

Tel qu'il vient d'être décrit, ce montage délivre un signal dont les paliers sont inégalement inclinés. Un étage amplificateur saturé rétablit une forme d'onde strictement rectangulaire: le transistor PNP, type ASY27 (complémentaire de l'ASY29) passe alternativement de l'état saturé à l'état non conducteur; le signal de sortie a une amplitude de 12 volts crête à crête.

La synchronisation du multivibrateur est obtenue par l'introduction sur la base du premier transistor ASY29 d'une fraction du signal produit par l'oscillateur à quartz (diviseur de tension sur la charge de collecteur de l'oscillateur). Le condensateur de liaison a une capacité de 180 pF, déterminée par l'expérience comme étant la valeur donnant une synchronisation satisfaisante, sans altérer ni le signal de sortie de l'oscillateur à quartz, ni celui du multivibrateur.

L'ensemble de ce montage fournit donc trois signaux de fréquences bien déterminées, qui seront transmis au transistor

d'entrée de la bascule de Schmitt. Moyennant une commutation qui figure sur le schéma d'ensemble de l'appareil (voir planche 3), ils permettent:

- signal à 20 kHz: retouche, à l'aide du potentiomètre P_2 , du contre-courant de la première gamme ("Zéro 1").
- signal à 40 kHz: retouche, à l'aide du potentiomètre P_4 , du courant déterminant la déviation maximale de l'appareil indicateur G ("tarage de fin d'échelle").
- signal à 200 kHz: retouche, à l'aide du potentiomètre P_3 , du contre-courant de la gamme 200-220 kHz ("Zéro 2"), et par conséquent du contre-courant de chaque gamme, puisque le découpage des gammes est proportionnel.

b) Lever de doute.

Lorsque l'on mesure un écart de fréquence f , on ne peut pas déterminer à priori laquelle des deux fréquences F_f ou F_x est la plus importante. Pour une utilisation rationnelle de l'appareil, et afin de faire des mesures comparatives, il est donc indispensable de contrôler que la valeur lue f est dûe, par exemple, à un excès de la fréquence F_x sur la fréquence F_f .

A cet effet, un condensateur de faible capacité (47 pF) est placé, par l'intermédiaire d'un bouton poussoir, en parallèle avec l'impédance de sortie du nuvistor oscillateur O_x ; nous avons vu précédemment que la fréquence d'oscillation était dépendante de la capacité de charge de sortie: le fait d'ajouter une capacité de 47 pF se traduit par une augmentation de la fréquence d'oscillation de 1 kHz, et une déviation conséquente de l'aiguille du microampèremètre vers la droite.

c) Sources de tensions d'alimentation des circuits.

Les tensions nécessaires à l'alimentation des diverses sections de l'appareil sont: 12 V, 18 V, 24 V et 26 V. Nous avons vu que les trois premières de ces tensions continues étaient stabilisées, afin d'éviter une dérive gênante des points de fonctionnement des transistors ou des tubes.

2

Les tensions d'alimentation intermédiaires (12 et 18 V) sont obtenues à partir de diviseurs alimentant deux étages emitter-follower. L'intensité des courants d'utilisation varient peu: les fluctuations du courant de base du transistor correspondant sont négligeables, et la tension d'émetteur reste donc constante; seules les fluctuations de la tension de 24 volts sont transmises par l'intermédiaire du diviseur.

La tension d'alimentation de 26 volts, qui n'a pas besoin d'être stabilisée, est obtenue en amont de deux diodes TF2 : on utilise leur chute de tension directe.

Toutes les résistances de ce montage sont des résistances bobinées à faible coefficient de température (à l'exception des résistances de collecteurs et d'émetteurs de l'amplificateur différentiel). Elles sont ajustées par des résistances placées en parallèle de manière que les tensions de sortie soient égales à leur valeur nominale respective, en charge, c'est-à-dire lorsqu'elles débitent.

Le transistor de régulation (ASZ18) est monté sur un radiateur, isolé de la masse (pôle négatif), de dimension suffisante pour pouvoir supporter sans dommage une dissipation élevée provoquée par la mise en court-circuit accidentelle de la sortie.

Les transistors de sortie, type 2N1990, sont montés avec des radiateurs à ailettes.

Les transistors ASY29 de l'amplificateur différentiel sont introduits dans un manchon de céramique qui assure l'équilibre thermique de l'ensemble, tout en respectant l'isolement électrique des éléments accouplés.

7- REALISATION DEFINITIVE DE L'APPAREIL. CABLAGE.

Le schéma électrique de l'appareil est donné planche 3. Les résistances sont du type à couche de carbone, d'une dissipation maximale de 0,5 watt. Les résistances bobinées mentionnées dans les paragraphes précédents ont une dissipation de 5 watts. Tous les potentiomètres de réglage sont du type bobiné, à l'exception de P_1 .

(bascule de Schmitt) qui est à piste de carbone.

Chacun des étages de l'appareil a été câblé sur plaquette "Veroboard". Les capacités et les selfs des connexions sont ainsi bien définies, ce qui permet de réduire dans de grandes proportions les marges de réglage des condensateurs ajustables et assure une reproductibilité satisfaisante des performances de chaque section. Pour la même raison, les conducteurs de liaison entre les divers étages, ou entre les circuits et les contacteurs ou potentiomètres, sont rigides.

Chaque section est réunie à la masse du châssis de l'appareil par un conducteur de forte section. D'autre part, son circuit d'alimentation est découplé à la masse par un condensateur de 1000 μF . Les armatures des potentiomètres, contacteurs, ainsi que les blindages des transistors, lorsqu'ils existent, sont reliés à la masse de l'appareil.

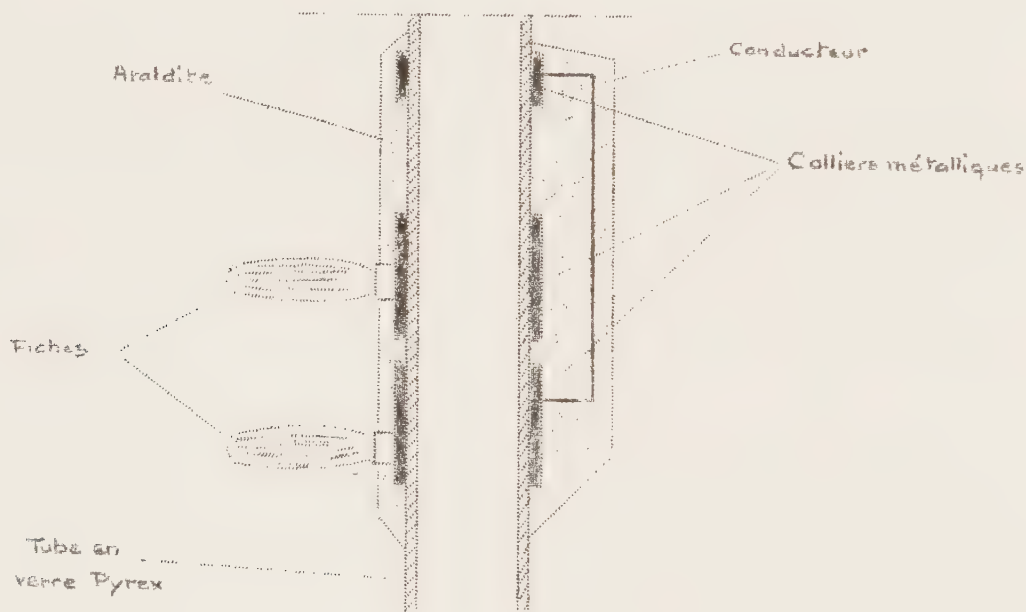
Moyennant toutes ces précautions, nous avons réalisé un prototype du titrimètre à haute fréquence, avec lequel nous avons fait une série de mesures dont nous allons donner les résultats.

CHAPITRE III

MESURES. RESULTATS.

1- CONSTITUTION DE LA CELLULE DE MESURE.

La cellule de mesure est constituée par un tube de verre Pyrex de faible constante diélectrique, sur lequel sont fixés deux colliers métalliques distants de 1,5 à 2 mm, qui forment les armatures d'un condensateur. Ces colliers sont solidaires de deux fiches mâles, type fiche banane, qui permettent de relier la cellule à l'appareil. Un anneau de garde, réunie à l'électrode qui est connectée à la masse, sert à délimiter la partie active de la cellule (sinon sa capacité dépend, dans de grandes proportions, de la hauteur du liquide).



- Figure 32 -

L'ensemble des colliers métalliques et des fiches est noyé dans de l'araldite.

Le tube de verre est fermé à sa partie inférieure par un bouchon de téflon ou un rodage.

2- PREMIERE SERIE DE MESURES.

Nous avons effectué en premier lieu une série de mesures pour lesquelles l'appareil avait été réglé de manière telle que la différence des fréquences d'oscillation entre O_f et O_x fût voisine de 20 kHz, lorsque la cellule n'était pas connectée à l'appareil.

a) Réponse de l'appareil en fonction de la concentration de diverses solutions aqueuses.

Les divers résultats mentionnés dans les tableaux suivants indiquent la variation de fréquence constatée en fonction du titre de la solution.

Tableau III : solution de chlorure de potassium dans l'eau.

Titre	N	0,5 N	0,2 N	0,1 N	0,05N
ΔF en kHz	1330,55	1325,10	1286,10	1183,60	1009,90
Titre	0,02N	0,01N	0,005 N	0,002 N	
ΔF en kHz	844,15	770,80	727,4	711,25	

Tableau IV. : solution de chlorure de sodium dans l'eau.

Titre	N	0,4 N	0,2 N	0,1 N	0,04N
ΔF en kHz	1330,15	1315,15	1268,40	1151,00	931,25
Titre	0,02N	0,01N	0,004 N	0,002 N	
ΔF en kHz	822,35	759,70	716,30	710,30	

Tableau V : solution de chlorure de lithium dans l'eau.

Titre	N	0,3 N	0,2 N	0,1 N	0,03N
ΔF en kHz	1326,35	1275,60	1219,50	1068,90	829,10
Titre	0,02N	0,01N	0,003 N	0,002 N	
ΔF en kHz	793,50	741,65	707,60	707,10	

Tableau VI : solution d'acide chlorhydrique dans l'eau.

Titre	N	0,1 N	0,07N	0,05N	0,03N
ΔF en kHz	1331,70	1313,30	1298,30	1058,90	828,10
Titre	0,02N	0,01N	0,005 N	0,002 N	
ΔF en kHz	793,50	741,65	707,6	707,1	

Tableau VII : solution de soude dans l'eau.

Titre	0,1 N	0,05N	0,02N	0,01N	0,005 N
ΔF en kHz	1274,30	1150,15	930,0	826,0	762,80
Titre	0,002 N				
ΔF en kHz	718,50				

Tableau VIII : solution d'iode dans l'eau.

Titre	0,1 N	0,02N	0,01N	0,007 N	0,003N
ΔF en kHz	1298,00	994,50	851,00	804,00	739,35
Titre	0,002 N	0,001 N			
ΔF en kHz	717,50	703,00			

Tableau IX : solution de bichromate de potassium dans l'eau.

Titre	0,1 N	0,05N	0,02N	0,01N	
ΔF en kHz	878,80	795,75	726,00	707,20	

Tableau X : solution d'acide acétique dans l'eau.

Titre	N	0,1 N	0,01N		
ΔF en kHz	761	710,5	699		

Tous ces résultats ont été reportés sur un graphique à échelles semi-logarithmiques; on obtient (voir planche 6) pour chaque corps une courbe en S qui montre clairement les limites ΔF_c et ΔF_s dues respectivement à la cellule de mesure et au solvant.

Lorsque la solution est très concentrée, la résistance du liquide est très faible; à la limite, elle court-circuite la capacité C_1 de la cellule de mesure (voir le schéma équivalent de la figure 8 page 6); la fréquence d'oscillation de O_x reste donc pratiquement constante lorsque la concentration augmente.

Par contre, si la solution est très diluée, la résistance du liquide est très importante. L'impédance du circuit $R-C_1$ est pratiquement égale à celle de C_1 dont la capacité ne dépend que de la constante diélectrique du liquide, qui est, à la limite, celle du solvant.

b) Réponse de l'appareil en fonction de la conductivité, pour un solvant donné.

Nous avons mesuré, à l'aide d'un conductimètre ordinaire, la conductivité des solutions précédentes, et nous avons recherché la correspondance qui existe entre la conductivité des solutions et la variation de fréquence mesurée précédemment.

Tableau XI : solution de KCl.

Titre	N	0,5 N	0,2 N	0,1 N	0,05N
$m(\Omega^{-1}/cm)$	107,89	59,00	25,30	12,40	7,15
Titre	0,02N	0,01N	0,005 N	0,002 N	
$m(\Omega^{-1}/cm)$	3	1,56	0,793	0,335	

Tableau XII :

Solution CH_3CO_2H (N) : 1,63 $m(\Omega^{-1}/cm)$.

Solution $Cr_2O_7K_2$ (0,1N) : 4,71 $m(\Omega^{-1}/cm)$.

Tableau XIII : solution de NaCl.

Titre	0,4 N	0,2 N	0,1 N	0,04N	0,02N
$m(\Omega^{-1}/cm)$	40,8	22	11,63	5	2,53
Titre	0,01N	0,004 N	0,002 N		
$m(\Omega^{-1}/cm)$	1,31	0,540	0,284		

Tableau XIV : solution de LiCl.

Titre	0,3 N	0,2 N	0,1 N	0,03N	0,02N
$m(\Omega^{-1}/cm)$	24,5	17,3	9,05	2,93	2
Titre	0,01N	0,003 N	0,002 N		
$m(\Omega^{-1}/cm)$	1,024	0,325	0,298		

Les courbes représentant $\Delta F = \varphi(\sigma)$, pour chacune de ces solutions, sont rigoureusement superposables, ce qui montre que la variation de fréquence n'est fonction que de la conductivité, pour un solvant donné (Voir planche 7).

c) Etude de différents solvants.

Nous donnons dans le tableau XV de la page suivante les variations de fréquence mesurées pour différents solvants, en regard de leur constante diélectrique.

Ces résultats nous montrent l'influence de cette constante sur la valeur de la capacité de la cellule. Les anomalies rencontrées au début de l'échelle proviennent certainement d'un manque de stabilité de la température de la cellule de mesure et de son contenu. Il serait intéressant de refaire certaines de ces mesures avec une cellule très bien calorifugée, et en attendant suffisamment longtemps pour que l'équilibre thermique solvant-cellule soit parfaitement réalisé.

Les résultats de ce tableau figurent sur la planche 8.

Tableau XV : échelle des solvants.

Solvant	ΔF kHz	ϵ à	T °C
Air	540,5	1	
Ether de pétrole	542,5		
Cyclohexane	542,6		
Kérosène	543,4		
White spirit	543,25		
Xylène	544,1	2,27	20 °C
Toluène	546,5	2,38	25 °C
Dioxane	548	2,21	25 °C
Benzène	547,5	2,27	25 °C
Trichloréthylène	550	3,42	
Ether sulfurique	553		
Chloroforme	555	4,806	20 °C
Solvant cellulosique	557,6		
Alcool isoamylique	592,6	13,9	25 °C
Alcool isopropylique	600	18,3	25 °C
Acétone	608,3	20,7	25 °C
Alcool éthylique	619,5	24,3	25 °C
Diéthylèneglycol	631,65		
Alcool méthylique	634,15	32,63	25 °C
Nitrobenzène	638	34,82	25 °C
Diméthylformamide	640		
Glycérine 30°	650,3		
Eau déminéralisée	704,25	78,54	25 °C

d) Dosages de solutions de soude 0,02 N par une solution d'acide acétique normale.

La cellule que nous avons utilisée contenait environ 6 ml de solution de NaOH 0,02N. Pour garder un volume de liquide sensiblement constant (la capacité volumique de la cellule étant réduite), nous avons effectué le titrage par l'acide chlorhydrique normal, en ajoutant le réactif à l'aide d'un micropiston de 1 ml (Synchronurap, SOLEA).

Les courbes de dosage figurent planches 9 et 10. Le premier dosage nous a permis de constater que la solution de soude employée était fortement carbonatée, ce que traduit le palier important rencontré au voisinage du point équivalent. Pour le second dosage nous avons employé une solution de soude contenant un excès de chlorure de baryum; le palier constaté précédemment est considé-

ramblement réduit : il ne porte plus que sur 2 microlitres, au lieu de 20. L'augmentation de ΔF au point équivalent est due à l'augmentation de salinité provoquée par l'excès de chlorure de baryum.

Il est à noter que nous avons été fortement gênés par la difficulté d'obtenir une solution homogène par agitation, après chaque addition de réactif. Dans le premier dosage, l'agitation a été réalisée en promenant verticalement dans la cellule un petit barreau aimanté; pour le second dosage, nous avons employé un barbotage d'azote envoyée par un capillaire traversant le bouchon inférieur de la cellule. (Il est alors nécessaire d'arrêter le courant gazeux pour effectuer chaque mesure).

3- CONCLUSIONS.

Nous avons donné, dans les pages qui précèdent, les résultats obtenus pour des mesures très diverses. La précision semble être satisfaisante, bien qu'elle soit liée à l'emploi d'une cellule parfaitement définie dans sa géométrie, et convenablement calorifugée.

A la lumière de ces résultats nous pouvons constater que le domaine d'utilisation des gammes de fréquence de l'appareil est relativement réduit ($\Delta F = 540$ kHz pour l'air et 1336 kHz pour des solutions saturées).

4- AMELIORATION DE LA SENSIBILITE DE L'APPAREIL.

La valeur de ΔF mesurée à vide (cellule connectée à l'appareil) dépend de la fréquence d'oscillation de départ de O_x . A l'aide du condensateur ajustable C_2 (voir le schéma électrique de la planche 3), on peut régler la fréquence de l'oscillateur O_x pour qu'elle soit très voisine de celle de O_f qui correspond à la première gamme.

Nous avons vu d'autre part dans l'introduction, que la limite ΔF_c , due à la cellule, ne dépendait que de la capacité des électrodes, du verre, et de la solution. Pour rester dans le domaine d'accrochage de l'oscillateur, nous avons dû abaisser cette limite par un condensateur de 68 pF placé en série avec la cellule.

Dans le montage amélioré, nous avons doublé la valeur de ce condensateur.

Nous avons ainsi obtenu les résultats suivants:

Tableau XVI

Solution	ΔF kHz
Air	24,2
Eau déminéralisée	411,3
Solution de NaCl 0,4 N	1571
0,2 N	1549,9
0,1 N	1469,85
0,04 N	1145,9
0,02 N	808,5
0,01 N	588,1
0,004N	467,85
0,002N	436
Solution d'HCl N	1571,5

Ces résultats sont reportés sur le graphique de la planche 11. Ils montrent que la sensibilité de l'appareil a été multipliée par 2,5 environ.

Deuxième partie

ETUDE ET REALISATION D'UN CONDUCTIMETRE

TRANSISTORISE

(fonctionnant dans le domaine
des fréquences acoustiques)

GENERALITES

INTRODUCTION.

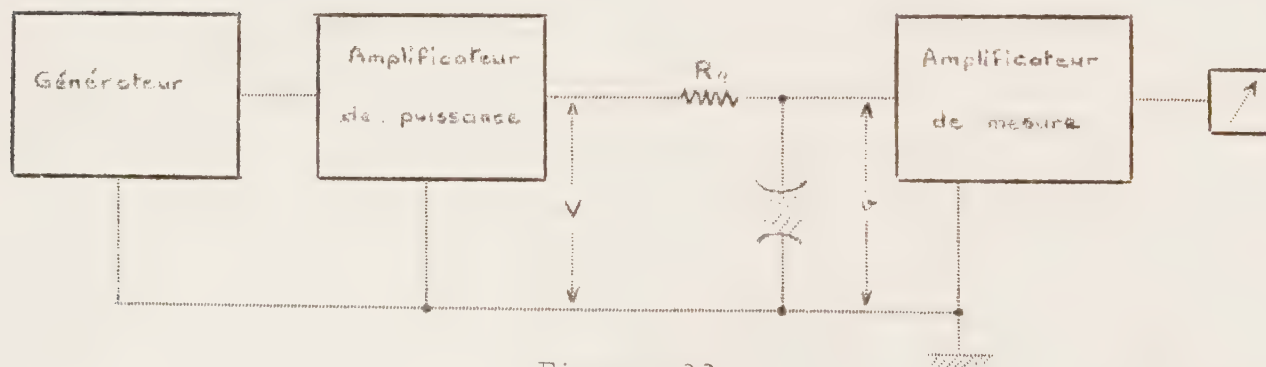
Nous avons vu au début de cet ouvrage le principe de mesure de la conductivité d'une solution: deux électrodes délimitent une veine liquide conductrice dont on mesure la résistance; moyennant la connaissance de la constante k de la cellule, on en déduit la valeur de la conductivité.

Le conductimètre transistorisé que nous avons étudié est un appareil alimenté par piles, ce qui lui confère une grande maniabilité. Il permet d'effectuer des mesures de résistances pouvant varier de 10Ω à $100\text{ M}\Omega$, avec une précision électrique meilleure que $\pm 1\%$.

PROBLEMES DE REALISATION.

Le schéma de principe du conductimètre (figure 33) fait apparaître les étages suivants:

- un générateur de signaux périodiques;
- un amplificateur de puissance, délivrant au circuit de mesure une tension V d'amplitude constante;
- un amplificateur de mesure à réponses en tension et en fréquence linéaires, alimentant un appareil indicateur.



1°- Amplitude du signal de mesure.

La tension V , appliquée au circuit Résistance étalon-

Cellule doit être rigoureusement constante si l'on veut prétendre obtenir une précision de lecture correcte. Elle doit être, plus particulièrement, indépendante des variations de la tension d'alimentation (usure des piles) et des fluctuations de température (échauffement d'origine interne ou externe de l'appareil).

Nous verrons, au cours de l'étude détaillée de chaque étage, que cette stabilisation est réalisée au niveau du générateur; le gain élevé de l'amplificateur de puissance sera ramené à une valeur faible par un fort taux de contre-réaction, de manière que le niveau de sortie soit indépendant des variations mentionnées ci-dessus.

2°- Fréquence de mesure.

La mesure d'une résistance liquide peut difficilement être faite en courant continu: outre le phénomène d'électrolyse de la solution, qui modifie son état ionique, il se produit généralement une polarisation des électrodes qui provoque une discontinuité dans la répartition du champ électrique, et conduit à des résultats erronés. L'emploi d'une tension périodique minimise cet effet.

Le conductimètre transistorisé délivrera trois fréquences de mesure. Il appartiendra à l'opérateur de choisir entre 75, 1000 ou 4500 Hz, en adoptant, suivant les valeurs des résistances à mesurer, le meilleur compromis entre l'effet de polarisation (très sensible lorsque la fréquence est basse, et la résistance faible), et l'effet des capacités parasites de la cellule et des conducteurs (très sensible lorsque la fréquence est grande et la résistance importante).

Les circuits amplificateurs devront donc avoir une bande passante suffisamment étendue, aussi bien du côté des fréquences basses que du côté des fréquences moyennes, afin de ne pas introduire d'atténuation importante du signal, et d'éviter l'emploi de circuits de correction, ce qui nuirait à la simplicité du montage.

3°- Reproductibilité des performances.

Notons enfin que tous les circuits étudiés devront comporter des composants facilement interchangeables. Nous pensons

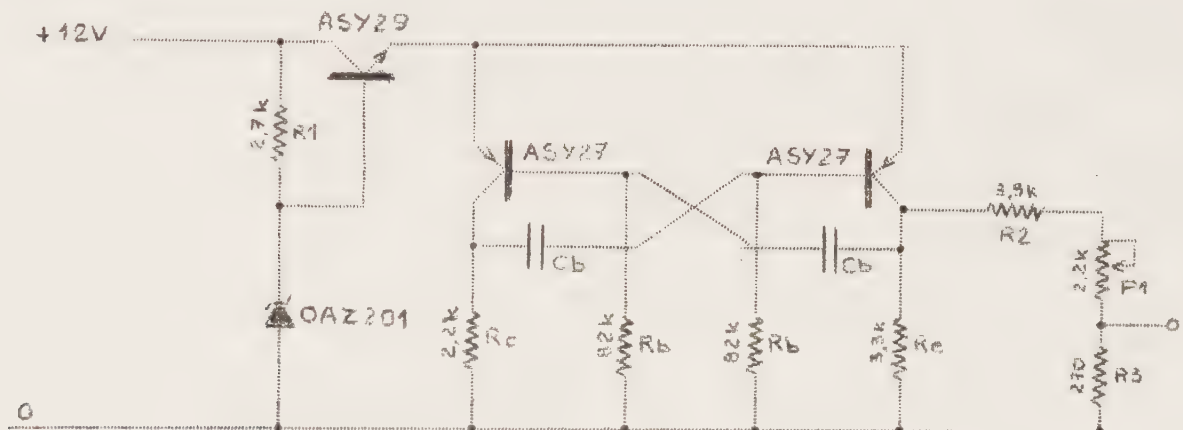
surtout ici aux transistors dont les caractéristiques sont souvent très dispersées, beaucoup plus que pour les tubes à vide.

DESCRIPTION DU MONTAGE.

1- GENERATEUR DE SIGNAUX PERIODIQUES.

Parmi les montages susceptibles de fournir des signaux périodiques, seul le générateur de signaux rectangulaires offre la possibilité de stabiliser, par un moyen simple, l'amplitude de la tension délivrée.

Le montage représenté figure 34 est un multivibrateur astable qui fonctionne sous une tension de 5 volts. Il est équipé



- Figure 34 -

de deux transistors PNP, type ASY27, couplés mutuellement entre collecteur et base par deux condensateurs C_b qui déterminent, avec les résistances d'alimentation des bases R_b , la fréquence du signal de sortie (5):

$$F = \frac{1}{2} \cdot \frac{1,44}{R_b \cdot C_b} \quad (12)$$

La condition de saturation:

$$\beta \gg \frac{R_b}{C_b} = \frac{82000}{2200} \approx 40 \quad (13)$$

est réalisée avec l'emploi des transistors ASY27 qui ont un gain β

voisin de 70.

Les résistances de charge des deux transistors sont égales. Le potentiomètre P_1 permet de régler le niveau de sortie.

L'amplitude du signal de sortie d'un tel montage est dépendante de la tension d'alimentation; cette tension est donc stabilisée. Elle est fournie par un étage à faible impédance de source, constitué par un transistor NPN, type ASY29, monté en emitter-follower. La base de ce transistor est portée à une tension fixe de 5,4 volts environ, indépendante dans une large mesure de la tension d'alimentation générale de l'appareil (12 V), obtenue à partir de la diode Zener OAZ201; cette diode a été choisie pour sa faible consommation.

L'amplitude de sortie n'est donc plus dépendante que de la température; elle est égale à la tension d'alimentation V_{CC} , diminuée de la tension émetteur-collecteur pour l'état saturé $V_{CE \text{ sat}}$:

$$V_s = V_{CC} - V_{CE \text{ sat}} \quad (14)$$

2- AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE.

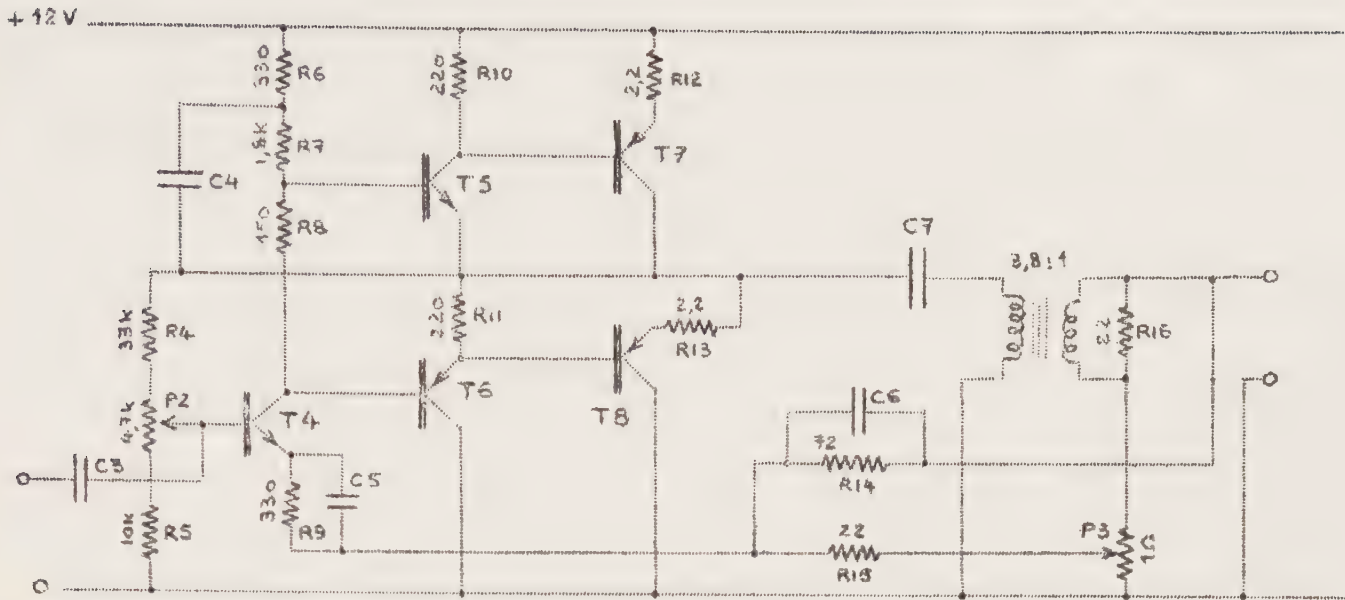
Cet amplificateur à large bande passante a été réalisé suivant le principe d'un montage décrit par LIN en 1956 (6). Le schéma de cet étage est représenté figure 35.

Il s'agit d'un amplificateur BF travaillant en classe B à couplage sur la charge par transformateur. Son impédance de sortie est pratiquement nulle.

Le signal de sortie est de 500 mV, pour une amplitude d'entrée de 120 mV (*). La puissance disponible est de 250 mW.

a) Etage d'entrée.

L'étage d'entrée est équipé d'un transistor T_4 NPN au germanium, type ASY29, choisi pour son gain relativement élevé (minimum 60) et sa tension V_{CEO} (25 V) supérieure à la tension d'alimentation. Son point de fonctionnement est défini par le diviseur R_4 - P_2 - R_5 qui impose à la base un potentiel moyen de 1 volt, de manière à obtenir une tension voisine de 6 volts au point S. Le cou-



- Figure 35 -

rant traversant le transistor est égal au quotient de la tension entre base et masse diminuée de la tension V_{BE} , par la somme des résistances en série dans l'émetteur. La tension de collecteur est égale à V_{CC} diminuée de la chute de tension dans la chaîne $R_6-R_7-R_8$ produite par le passage du courant collecteur $I_C = \alpha I_E$. Les points de fonctionnement de T_4 sont donc bien définis, ce qui permet d'effectuer un couplage direct avec les étages suivants.

La résistance de charge du collecteur de T_4 est fractionnée en trois résistances R_6 - R_7 - R_8 . R_8 sert à déterminer la chute de tension nécessaire au couplage direct des transistors T_5 et T_6 . Le point commun à R_6 et R_7 est relié à la sortie S par un condensateur C_2 . Si G est le gain de l'étage de sortie ($G = V_S/V_E$), la tension périodique aux bornes de R_7+R_8 sera $V_E(1-G)$, et la résistance dynamique de charge du collecteur de T_4 aura pour valeur :

$$R_{\text{dyn}} = (R_7 + R_8) \cdot \frac{1}{1-G} \quad (15)$$

G étant voisin de 1 ($G = 0,98$), la résistance, en régime dynamique, est multipliée par un facteur 50. Vu du collecteur de T_4 , le circuit se comporte comme un récepteur de grande résistance interne, et le gain du transistor T_4 est alors égal, en première approximation, au produit de sa pente par la résultante de la mise en parallèle de sa

résistance interne et de la résistance dynamique définie précédemment.

Grâce à ce circuit (bootstrap des anglo-américains) on obtient un gain relativement élevé (700 environ).

b) Etage de sortie.

Les transistors de puissance T_7 et T_8 sont du type OC80, PNP au germanium. Les résistances placées entre émetteur et base R_{10} et R_{11} , sont relativement faibles, de manière à rapprocher la tension d'avalanche V_{CER} de celle de la diode collecteur-base, V_{CB} . Elles contribuent aussi, de même que les résistances R_{12} et R_{13} , à stabiliser en température les points de fonctionnement des transistors.

Il est à noter que les transistors de sortie ne sont pas protégés contre les surintensités qui peuvent se produire lorsque la sortie est mise en court-circuit, ou lorsque la fréquence du signal à amplifier est supérieure à la fréquence de coupure des transistors de puissance. Cette protection peut être assurée par des résistances non linéaires, à coefficient de température positif, placées en série dans la connexion de collecteur des transistors T_5 et T_6 (7) de manière à limiter le courant traversant les transistors T_5 et T_6 et la jonction émetteur-base des transistors de puissance. On peut aussi, dans le même but, prendre pour R_{12} et R_{13} des résistances à coefficient de température positif.

c) Transformateur de liaison.

Le transformateur de liaison de sortie est réalisé sur un circuit magnétique de tôles à grains orientés. Son rapport (3,8/1) permet d'obtenir une puissance de sortie voisine de 250 mW lorsque la résistance de charge présente la valeur minimale qu'elle peut avoir, soit 1 Ω .

Il est couplé à l'étage de sortie par un condensateur de forte valeur (2500 μ F) qui n'introduit pas de rotations de phase gênantes aux fréquences subsoniques, ce qui compromettrait la stabilité en boucle fermée.

d) Contre-réaction.

La tension de contre-réaction est appliquée à partir du secondaire du transformateur sur l'émetteur du transistor d'entrée, au moyen des résistances R_{14} et R_{15} . Leur rapport est tel que, compte tenu du gain, le signal de sortie ait une amplitude de 800 mV crête à crête lorsque le signal d'entrée est de 200 mV crête à crête.

Dans ces conditions, le taux de contre-réaction est de 30 dB environ.

Le condensateur C_6 (1000 pF), connecté en parallèle avec la résistance R_{14} , corrige la réponse aux fréquences élevées, ce qui permet d'obtenir un signal de sortie parfaitement rectangulaire, sans suroscillations.

e) Réaction positive de courant.

Elle est introduite sur l'émetteur du transistor d'entrée par une résistance de faible valeur (une fraction d'ohm) que l'on peut régler par le potentiomètre P_3 , de manière que l'impédance de sortie soit nulle.

3- CIRCUIT DE MESURE.

Le circuit de mesure comporte 14 résistances étalon, sélectionnées par un commutateur (S_3 , voir le schéma électrique global de la planche 4). Pour chacune des 10 premières gammes, la résistance correspondante est fractionnée. Pour les 3 gammes suivantes, la résistance étalon est unique: ses capacités parasites (par rapport à la masse) sont définies le plus parfaitement possible en l'entourant par un "écran" constitué par deux résistances de faible valeur portées au potentiel de la masse (résistances $R = 2,2 \text{ k}\Omega$: la valeur choisie n'est pas critique). Pour la même raison, les contacts 1 à 10 de la section (a) du commutateur S_3 sont portés au potentiel 0, par la résistance de 470 Ω .

Pour compenser l'effet des capacités parasites de ces résistances étalon (qui se traduisent par une impédance en parallèle) on a placé, en parallèle avec la cellule de mesure, des condensateurs

de faible valeur (ajustables de 30 pF, pour les positions équipées des résistances de 3,16 et 10 M Ω).

Le fonctionnement de l'appareil est tel que la pleine déviation de l'instrument indicateur est obtenue lorsque la tension aux bornes de la cellule est égale à 250 mV_{eff}, autrement dit lorsque la résistance mesurée est égale à la résistance étalon.

Une gamme non étalée est réalisée (résistance étalon de 10 M Ω , sur la position 17 du commutateur) en appliquant au circuit de mesure la moitié de la tension de sortie de l'amplificateur (diviseur de tension 1 k Ω -1 k Ω); de cette manière, la tension aux bornes de la cellule est nulle lorsque sa résistance est nulle, et elle est maximale (250 mV_{eff}) lorsque sa résistance est infinie.

4-AMPLIFICATEUR DE MESURE.

Cet étage est constitué par deux sections indépendantes:

- un étage amplificateur d'entrée, à tube électromètre;
- un étage amplificateur de sortie à transistors, à très grande linéarité, comportant dans la boucle de contre-réaction le circuit galvanométrique.

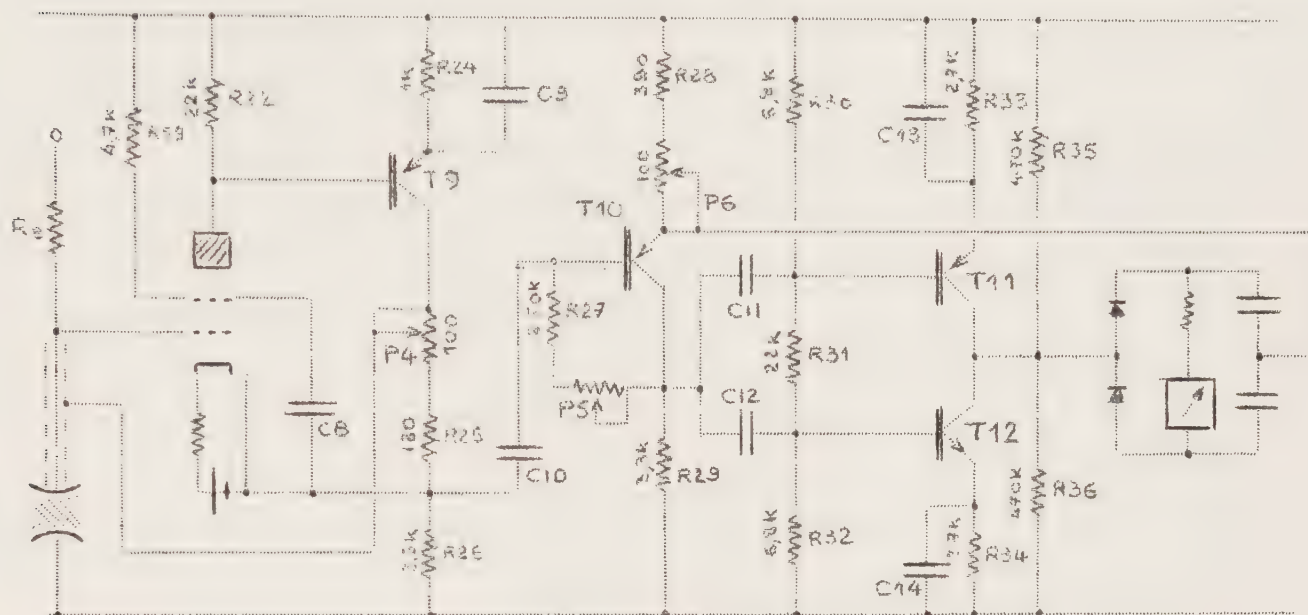
Le schéma de cet ensemble est représenté figure 36.

a) Etage d'entrée.

La grille de commande du tube électromètre, type ME1403 (Philips), reçoit le signal prélevé aux bornes de la cellule de mesure; les variations du courant d'anode sont amplifiées par un transistor PNP T₉, type ASY27.

En l'absence de contre-réaction (cathode ramenée à la masse), le gain en tension de cet ensemble est élevé, et dépend notamment de la pente du tube et du gain en courant du transistor. L'impédance dynamique d'entrée comporte, entre autres, les capacités de la grille de commande, C_{G1-K} par rapport à la cathode reliée à la masse, et C_{G1-G2} par rapport à la grille 2 (dont le potentiel alternatif est celui du +HT de l'alimentation, donc de la masse, si l'on admet que l'impédance de source de l'alimentation est nulle).

La contre-réaction de tension appliquée sur la cathode du tube, par l'intermédiaire du diviseur P_4 - R_{25} - R_{26} , a pour effet de ramener le gain en tension à une valeur proche de l'unité. Dans



- Figure 36 -

ces conditions, la cathode est sensiblement au même potentiel alternatif que la grille d'entrée; ce potentiel est aussi imposé à la grille écran par l'intermédiaire du condensateur C_8 . Ainsi, aux bornes des capacités C_{G1-K} et C_{G1-G2} il existe une tension alternative pratiquement nulle: ce montage offre donc l'avantage de comporter une impédance dynamique d'entrée très importante et qui ne risque pas de perturber le circuit de mesure.

La tension alternative apparaissant sur le collecteur du transistor T_9 est réglée, par le potentiomètre P_4 , égale à la valeur de la tension d'entrée; elle est appliquée au blindage du conducteur reliant le point chaud du circuit de mesure à la cellule; l'effet des capacités parasites de ce conducteur est ainsi amoindri.

b) Etage de sortie.

Cet ensemble se compose d'un amplificateur de tension suivi d'un étage amplificateur symétrique complémentaire.

Le transistor T_{10} a sa base alimentée à partir de son

collecteur par la résistance ajustable R_{27-P_5} , réglée de manière à obtenir une tension émetteur-collecteur voisine de 4,5 volts. Ce montage stabilise le gain et les points de fonctionnement du transistor vis-à-vis des variations de la tension d'alimentation et de la température.

Les transistors T_{11} et T_{12} sont alimentés par le diviseur $R_{30}-R_{31}-R_{32}$, et servent mutuellement de charge de collecteur l'un à l'autre. Leur résistance d'émetteur est découplée par un condensateur, ce qui augmente le gain de l'étage; sa présence le stabilise vis-à-vis des variations de la tension d'alimentation. La tension de collecteur est fixée par le diviseur $R_{35}-R_{36}$ (elle ne dépend que de la valeur respective du gain en courant de chacun des transistors).

Cet ensemble permet d'obtenir une amplification linéaire satisfaisante, quelles que soient la fréquence (75-1000-4500 Hz) et la tension d'alimentation (8,5-12-13,5 V).

Cette linéarité est encore renforcée par une contre-réaction de tension, appliquée sur l'émetteur de T_{10} par l'intermédiaire du circuit galvanométrique (deux diodes redresseuses 17P2 et deux condensateurs de couplage de 1 μ F, sans courant de fuite).

Le potentiomètre P_6 permet de régler le gain de l'ensemble.

c) Résultats électriques.

Le tableau XVII indique les variations du courant i dans le galvanomètre, en fonction de la tension d'entrée V_e .

Tableau XVII

% de V_e	100	90	80	70	60	50	40	30	20	10
% de i	100	90	80	70	60	50	39,9	29,8	19,6	9,6

Nous avons soumis l'ensemble du montage à des variations de température importantes : entre 19°C et 55°C, le niveau de sortie reste constant. Les moyens dont nous disposons ne nous ont pas per-

mis de descendre au dessous de 19°C , mais il est peu probable que le fonctionnement de l'ensemble soit affecté par des températures atteignant 0°C ; il serait néanmoins souhaitable de le vérifier.

5- CIRCUITS ANNEXES.

a) Contrôle de l'état des piles.

Un commutateur S_1 (voir le schéma général de l'appareil, planche 4) à quatre positions, permet de vérifier la tension des piles d'alimentation de l'appareil.

b) Branchement d'un étalon extérieur.

La position extrême du commutateur de gammes de mesure S_3 permet de brancher, au lieu et place de la résistance étalon, un étalon extérieur qui pourra être soit une résistance, soit une cellule de mesure plongée dans une solution déterminée pour effectuer des mesures comparatives.

6- RESULTATS ELECTRIQUES.

Nous avons effectué avec cet appareil des mesures de résistances. Nous avons fait varier d'une part la fréquence de mesure, d'autre part la tension d'alimentation du montage et la tension d'alimentation du filament du tube électromètre.

La précision de lecture est meilleure que $\pm 1\%$ pour des résistances comprises entre $10\ \Omega$ et $3\ \text{M}\Omega$.

Au delà de ces valeurs, les capacités parasites des résistances et des conducteurs deviennent gênantes, et leur impédance, mise en parallèle avec l'impédance à mesurer, entraîne des erreurs pouvant atteindre 2 à 3%, même si l'on prend toutes les précautions désirables (blindage de la résistance, connexions courtes).

7- CONCLUSION.

Nous avons décrit dans les pages qui précèdent le fonctionnement d'un conductimètre transistorisé. Nous avons passé sous silence les diverses étapes de l'étude qui nous a conduit, après six mois d'expérimentation, à l'élaboration de ce montage.

Il semble que nous ayons atteint le but recherché, à savoir permettre la mesure de la conductivité d'une solution pouvant varier dans un domaine étendu. Les moyens électroniques employés nous ont permis d'aboutir à un appareil d'une complexité moyenne, et d'un emploi vraisemblablement sûr.

Troisième partieETUDE ET REALISATION D'UN CONDUCTIMETREDIFFERENTIEL

GENERALITES.

L'eau utilisée dans les réacteurs nucléaires à eau pressurisée doit répondre à des critères de pureté particulièrement sévères. D'une part, elle doit être débarrassée de ses impuretés minérales, comme il est de rigueur dans tout circuit soumis à un flux neutronique intense; d'autre part, la teneur en oxygène dissous doit être maintenue à une très faible valeur (moins de 0,01 milligramme par litre), en vue d'éviter ou de réduire les phénomènes de corrosion.

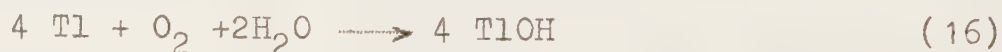
Il est donc impératif de connaître la teneur en oxygène de l'eau des circuits des réacteurs, lors du remplissage et en cours de fonctionnement, ainsi que celle de l'eau d'appoint.

Jusqu'à maintenant, la plupart des méthodes utilisées pour ces dosages étaient dérivées de la méthode de Winkler, procédés délicats à mettre en oeuvre et qui s'adaptent mal aux mesures continues.

Au cours de ces dernières années, plusieurs publications de WRIGHT (8)(9)(10) aux Etats Unis ont décrit une méthode permettant le dosage de l'oxygène dissous, basée sur les propriétés du thallium métallique.

Le Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay a pour sa part mis au point un procédé de dosage qui fait l'objet d'un brevet (11).

L'eau à analyser s'écoule sur une colonne contenant du thallium métallique qui réagit sur l'oxygène dissous; il se forme de l'hydroxyde de thallium, composé soluble dont la présence augmente la conductivité électrique de la solution:



De la différence des conductivités mesurées avant et après passage sur la colonne, on déduit la concentration en hydro-

xyde de thallium, valeur directement proportionnelle à la concentration d'oxygène dissous dans l'eau:

$$C_{O_2} = \frac{32}{4} \cdot C_{TlOH} = k (\sigma_s - \sigma_e) \quad (17)$$

relation où σ_e et σ_s représentent respectivement les valeurs de la conductivité avant et après passage sur la colonne).

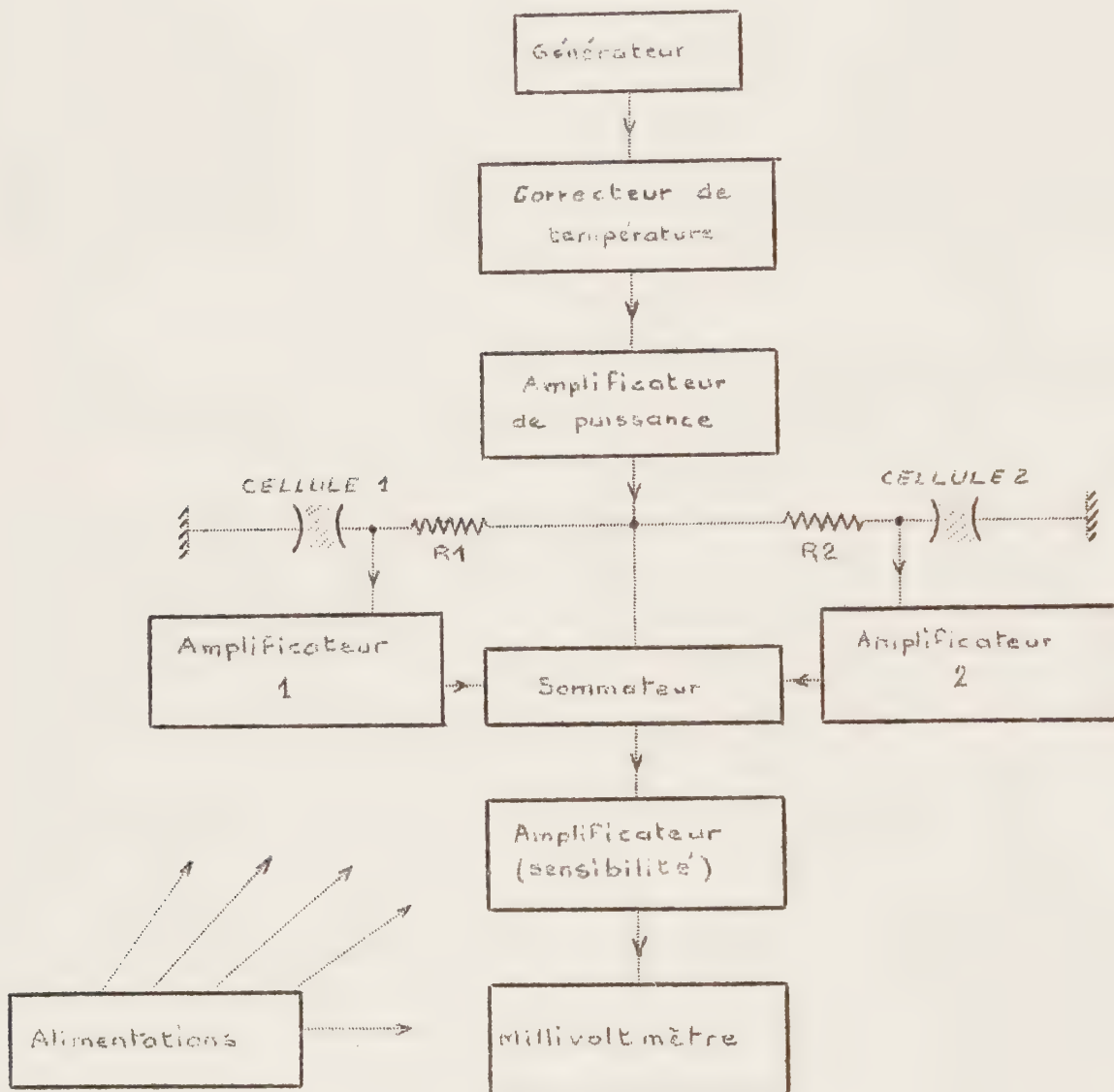
Le but de notre étude a été de mettre au point un appareil à lecture directe effectuant la mesure de ces conductivités et de leur différence. Il doit donc permettre de mesurer non seulement des concentrations d'oxygène (ou, plus généralement, de corps quelconques) dissous dans l'eau, dont les valeurs peuvent atteindre 1 mg/l, mais aussi de faibles variations dans une gamme étendue de concentrations. (14).

A- PRINCIPE DE L'APPAREIL.

Le schéma de principe détaillé du conductimètre est représenté figure 37. Il comporte:

- un générateur de signaux sinusoïdaux, d'amplitude constante stabilisée vis-à-vis des variations éventuelles de la tension d'alimentation de l'appareil. Un commutateur permet de sélectionner la fréquence de travail parmi trois valeurs (135-450-1000 Hz) choisies pour ne pas introduire de battement avec la fréquence du secteur.
- un amplificateur dont le gain varie avec la température des solutions à étudier, de manière à rendre les indications, c'est-à-dire les mesures des concentrations, indépendantes de la température. (En effet, le coefficient de température de la conductivité d'une solution diluée est de l'ordre de + 2% par degré C).
- un amplificateur de puissance qui fournit, sous une faible impédance de source, un signal de $2,5 V_{eff}$ aux circuits de mesure. La puissance disponible est de 1 watt.
- deux circuits de mesure comprenant, à part les commutations, deux séries de résistances étalon identiques, reliées aux cellules de mesure.

- deux amplificateurs de mesure, identiques, dont les gains respectifs sont réglables en fonction de la constante de la cellule correspondante.
- un ensemble sommateur, comprenant les deux transformateurs de sortie des amplificateurs précédents, dont les secondaires sont montés en opposition de phase.



- Figure 37 -

- un amplificateur à gain fixe, suivi d'un étage à charge cathodique de sortie, et d'un atténuateur. Selon la sensibilité désirée, on obtient ainsi des signaux d'amplitudes différentes

pour une même tension d'entrée.

- un millivoltmètre de grande sensibilité, composé d'un amplificateur qui alimente le circuit galvanométrique.

Le signal alternatif, de fréquence 135, 450, ou 1000 Hz, apparaissant à la sortie de l'amplificateur de puissance, est appliqué à deux circuits comportant chacun une cellule de mesure et une résistance étalon (R_1 et R_2) connectée en série. Chaque cellule de mesure a une électrode réunie à la masse générale de l'appareil, et à la terre.

Le courant qui traverse chaque circuit développe aux bornes des résistances étalon des différences de potentiel qui sont respectivement proportionnelles à la valeur de la conductivité de chacune des solutions.

Ces tensions sont appliquées à l'entrée de deux amplificateurs dont les transformateurs de sortie sont connectés en série et en opposition. La tension de sortie est donc proportionnelle à la différence de conductivité des deux solutions. Cette tension est traduite, après amplification, par la déviation α de l'aiguille d'un microampèremètre, à cadre mobile.

B- PROBLEMES DE REALISATION.

1°- Signal de mesure.

Comme nous l'avons déjà indiqué à propos du conductimètre transistorisé décrit dans la deuxième partie de ce travail, l'amplitude du signal de sortie appliqué aux cellules devra être parfaitement stabilisée; de même l'impédance de sortie de l'amplificateur de puissance sera aussi faible que possible, de manière que cette amplitude soit indépendante du courant débité.

2°- Masse principale et masse flottante.

Les deux cellules de mesure ont chacune une électrode portée au potentiel zéro du montage (masse principale de l'appareil). La tension proportionnelle à la conductivité de la solution, qui apparaît aux bornes de la résistance étalon pour chacun des circuits,

est appliquée à l'entrée d'un amplificateur qui n'a aucun point relié directement à la masse principale de l'appareil. Néanmoins, si l'impédance de source de l'amplificateur de puissance est suffisamment faible, le point S de la sortie peut être utilisé comme masse "flottante" pour l'ensemble des étages suivants.

3°- Résistances étalon.

Les gammes de mesure sont déterminées par 12 résistances de précision, sélectionnées par un commutateur, et dont les valeurs s'échelonnent de $0,1 \Omega$ à $31,6 \text{ k}\Omega$; elles permettent de mesurer des résistances liquides comprises entre 10Ω (minimum) et plusieurs mégohms. En effet, le rapport de la résistance à mesurer à la résistance étalon doit être au minimum de 100 pour que le courant qui les traverse soit proportionnel à la conductivité de la solution.

4°- Impédances caractéristiques des amplificateurs de mesure.

Il est nécessaire de donner à ces amplificateurs une impédance d'entrée suffisamment importante pour qu'elle ne perturbe pas le circuit de mesure (l'entrée est connectée en parallèle avec la résistance étalon).

Toute variation de signal à l'entrée d'un de ces amplificateurs se traduit par une variation proportionnelle de sa tension de sortie. Puisque les secondaires des transformateurs de sortie sont montés en série, l'ensemble étant chargé par une chaîne de résistances qui comporte le potentiomètre d'équilibrage des deux voies, ils jouent pour une part le rôle de charge de sortie l'un pour l'autre; il devient donc nécessaire que la sortie de chaque amplificateur soit à très basse impédance, de manière que le signal transmis par l'un d'eux ne soit pas perturbé par l'autre.

5°- Faibles différences de conductivités.

Pour les faibles différences de conductivités, le signal de sortie du sommateur est minime et se traduit sur le galvanomètre de lecture par une déviation inappréciable de l'aiguille. Si l'on veut conserver le même rapport entre les résistances étalon et les résistances des cellules (rapport obligatoirement inférieur à $1/100$)

on ne peut donc pas changer de gamme de mesure. L'amplificateur multiplicateur de sensibilité permet d'amplifier ce faible signal disponible à la sortie du sommateur, et délivre des tensions dont l'amplitude est $3,16 - 10$ ou $31,6$ fois plus importante.

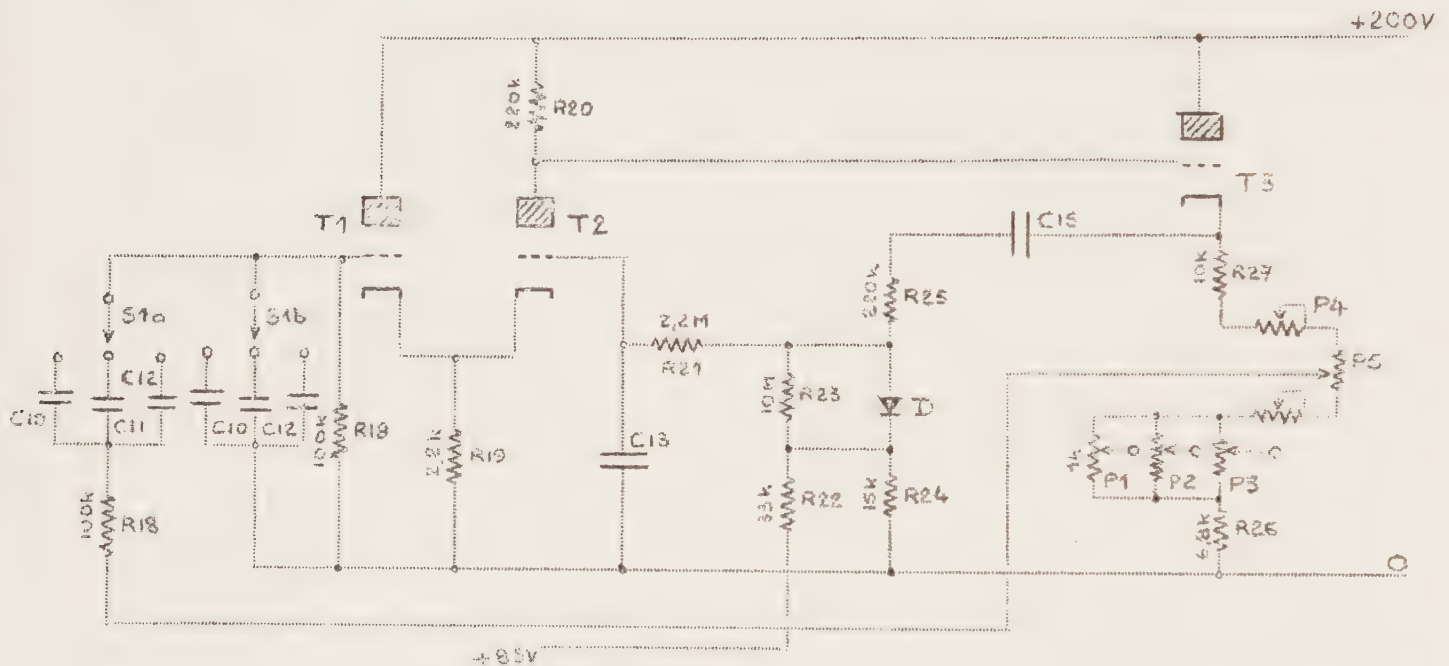
Cet étage est constitué par un amplificateur à gain fixe de faible impédance de sortie, associé à un diviseur de tension de sortie sur lequel on recueille le signal.

Nous allons maintenant examiner en détail la composition et le fonctionnement de chacun de ces étages.

REALISATION DU MONTAGE

1- GENERATEUR DE SIGNAUX SINUSOIDAUX.

Cet étage se compose, comme le montre le schéma de la figure 38, d'un oscillateur à pont de WIEN complété par un étage à charge cathodique. Ce montage, qui fait l'objet d'un brevet (12) donne un signal de sortie très constant, et présentant une distorsion faible.



- Figure 38 -

Les deux éléments du tube double triode, type 12AU7, sont couplés par l'intermédiaire d'une résistance de cathode commune. Le demi tube T_2 seul comporte une charge d'anode R_{20} ; la tension de sortie qui apparait sur cette charge est répétée par un étage à charge cathodique T_3 (élément d'une double triode 12AT7) qui délivre un signal à partir duquel on alimente les circuits de réaction.

Le potentiomètre P_5 permet de prélever une partie du signal de sortie pour l'appliquer au circuit de réaction positive

constitué par la branche d'un pont de Wien. Celui-ci transmet à la grille de commande de T_1 un signal d'entretien qui est amplifié et transmis à T_2 .

Le circuit de contre-réaction est constitué par les résistances R_{21} et R_{25} et les condensateurs C_{13} et C_{15} . La tension de sortie transmise par R_{25} et C_{15} est comparée à une tension de référence qui est définie par le diviseur R_{22} - R_{24} . Les alternances négatives sont redressées par la diode D; après filtrage par R_{21} et C_{13} , la tension continue ainsi obtenue est appliquée à la grille de commande du tube amplificateur T_2 . On conçoit que lorsque la tension de sortie a tendance à augmenter, la tension de polarisation de T_2 devient plus négative, ce qui a pour effet de diminuer le courant d'anode de T_2 , et par-là son gain; l'amplitude de l'oscillation décroît, et l'équilibre initial est ainsi rétabli.

La fonction d'entretien de l'oscillation et celle de la stabilisation d'amplitude sont donc très bien séparées.

La fréquence d'oscillation est déterminée par la période propre du circuit en pont de Wien:

$$F = \frac{1}{2\pi R_{18}C_{10}} \quad (18)$$

Les trois fréquences du signal (135-450-1000 Hz) sont définies par les deux groupes de trois condensateurs C_{10} - C_{11} - C_{12} , sélectionnés par le commutateur S_1 .

La tension de sortie est prélevée sur un diviseur R_{26} - P_4 - P_5 - $P_{1.2.3}$ - R_{27} . Les potentiomètres P_1 - P_2 - P_3 permettent de régler le niveau de sortie, respectivement pour chaque fréquence, de manière que, compte tenu des atténuations dans les divers étages suivants, le signal appliqué aux circuits de mesure ait une amplitude constante quelle que soit la fréquence.

Le réglage de réaction, qui agit sur le taux de distortion du signal de sortie, est facilité par le potentiomètre double P_4 qui constitue un vernier de P_5 .

Le circuit de la tension de référence est alimenté par

une source auxiliaire (+85 volts par rapport à la masse).

Les tubes T_1 et T_2 sont chauffés par une source de tension stabilisée alternative de $6,3 V_{\text{eff}}$ (filaments connectés en parallèle). La haute tension d'alimentation du montage est de 200 V.

La tension sinusoïdale de sortie a une amplitude de $6 V_{\text{eff}}$. Le taux de distorsion est inférieur à 1%.

2- CORRECTEUR DE TEMPERATURE.

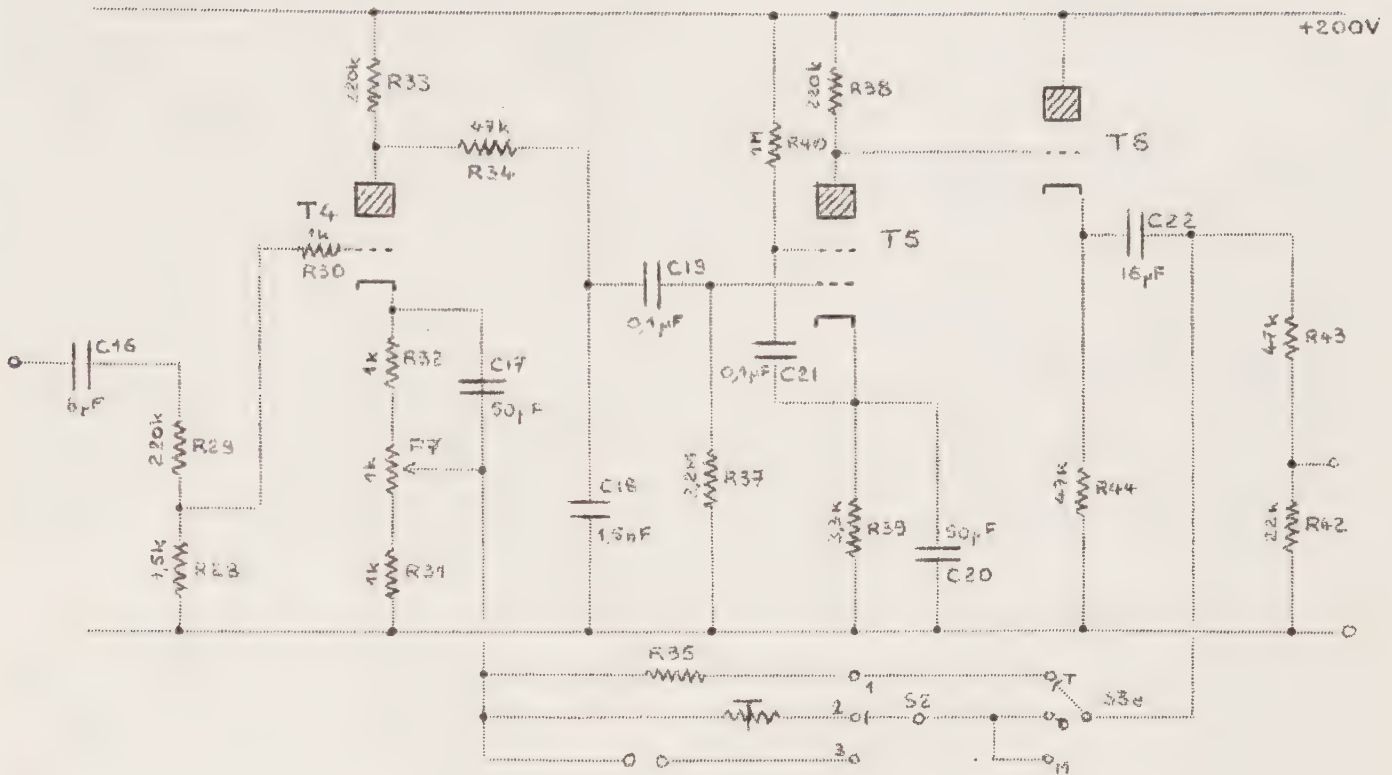
La conductivité d'une solution varie avec la température suivant une loi sensiblement proportionnelle. Si l'on veut que la réponse de l'appareil soit indépendante de ces variations, il faut, par un moyen convenablement choisi, que la tension d'entrée du millivoltmètre reste fixe et égale, par exemple, à la valeur qu'elle aurait si la mesure était effectuée à 25°C . Autrement dit, on pourrait, avec un tel dispositif, graduer l'instrument indicateur directement en valeurs de concentration.

Le système employé dans notre appareil fait varier la tension de mesure V de manière que la tension v , recueillie aux bornes de la résistance étalon R_e (voir figure 4 page 4), reste constante lorsque la résistance R de la cellule varie sous l'effet de la température.

Une thermistance, à coefficient de température négatif, est placée dans la solution. Elle fait partie du circuit de contre-réaction d'un amplificateur de tension; toute variation de température se traduit donc par une variation du gain de l'amplificateur.

Cette thermistance doit être convenablement choisie, et au besoin adaptée par des résistances montées en série et en parallèle, pour que la variation de gain suive exactement les variations de résistance de la cellule.

Le schéma d'un tel montage est reproduit figure 39. Il fait apparaître un amplificateur à deux étages T_4 et T_5 suivi d'un étage à faible impédance de sortie (triode T_6 à charge cathodique).



- Figure 39 -

a) Description du montage.

Le signal d'entrée, prélevé sur un diviseur de tension R_{28} - R_{29} est appliqué à la grille de commande de la triode T_4 qui fonctionne sous une tension d'anode de 75 V environ et avec un courant moyen de 0,5 mA. La résistance de charge d'anode R_{33} est assez élevée et permet d'obtenir un gain voisin de 100.

Cet étage est couplé par un condensateur C_{19} avec la pentode d'une ECF80, montée en amplificatrice. La tension d'alimentation d'anode est de 100 volts; celle de la grille écran de 75 V. La polarisation négative de grille 1 est obtenue par la résistance de cathode R_{39} , shuntée par un condensateur C_{20} de 50 μ F. La grille écran est couplée à la cathode par un condensateur de 0,1 μ F.

Le couplage avec l'étage à charge cathodique de sortie est direct. La triode T_6 , chargée par une résistance de 47 k Ω , est parcourue par un courant continu moyen de 2,2 mA. Son gain est voisin de 1.

b) Contre-réaction.

Une partie de la tension de sortie est réinjectée sur la cathode du tube d'entrée (diviseur R_{31} - P_7 - R_{35}). Le potentiomètre P_7 est réglé de manière à obtenir, sur le diviseur de sortie R_{42} - R_{43} , une tension de $2,5 V_{\text{eff}}$ pour une tension d'entrée de $60 mV_{\text{eff}}$.

Un commutateur S_2 à trois positions permet de déterminer la valeur du gain de l'ensemble, soit par R_{35} (gain fixe; mesure des conductivités réelles), soit par un circuit à thermistance (gain variable avec la température de la solution; mesure des concentrations), soit par une résistance, ou tout autre circuit, placé extérieurement à l'appareil.

c) Résultats.

Le gain en boucle ouverte est de 3200. Il tombe à 133, en boucle fermée, ce qui indique un taux de contre-réaction de 27 dB environ. La stabilité HF du montage est assurée par une résistance antioscillatoire R_{30} placée en série dans la grille de T_4 , et par un circuit de correction R_{34} - C_{18} .

La réponse en fréquence est linéaire de 20 Hz à 30 kHz (le point -3 dB est situé à 60 kHz).

Le bruit de fond ramené à l'entrée est de 20 μV .

3- AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE.

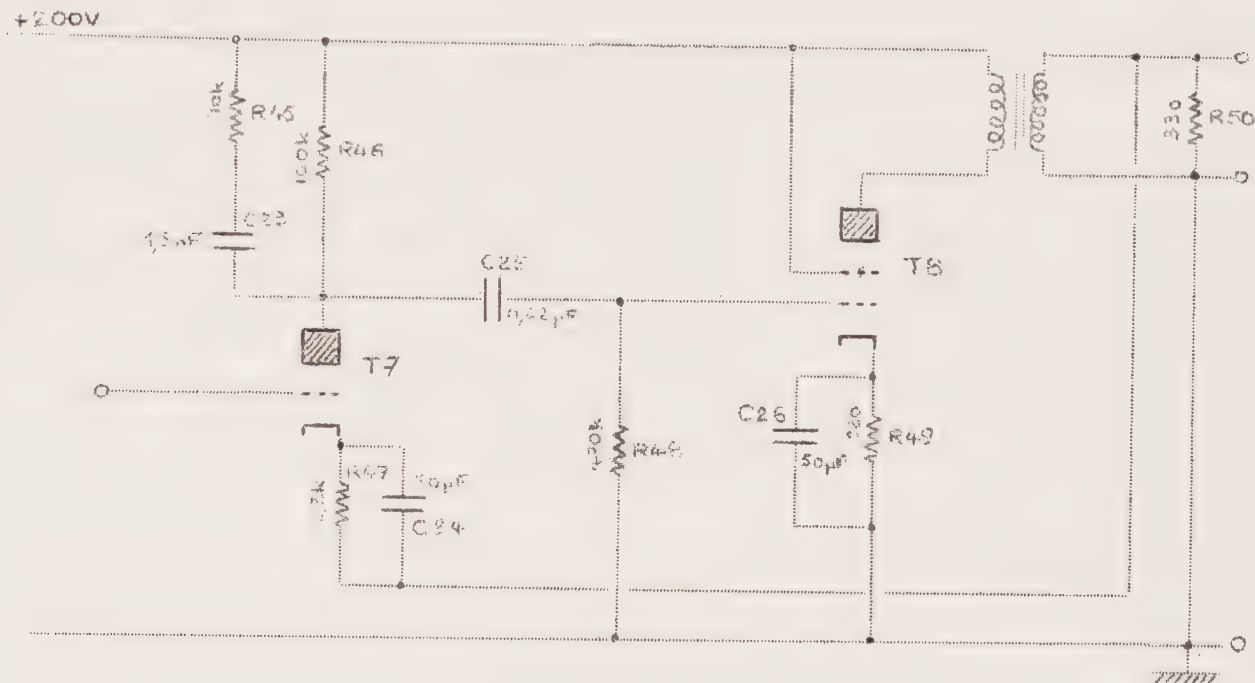
Cet amplificateur à contre-réaction totale est représenté figure 40. Il se compose d'une triode d'entrée T_7 suivie d'une pentode de puissance T_8 dont la charge d'anode est constituée par un transformateur abaisseur.

La partie triode du tube ECL86 fonctionne avec une polarisation négative de grille de 1,35 volt, définie par la résistance de cathode R_{47} , traversée par un courant de 0,4 mA. La tension d'anode est de 160 volts. Le gain en tension, dans ces conditions, est voisin de 40.

La liaison triode-pentode est effectuée par un condensateur C_{19} , déterminé par l'expérience, de valeur telle que, asso-

cié à la résistance de fuite de grille R_{48} , la constante de temps de ce circuit RC n'entraîne pas l'apparition d'une oscillation BF de l'étage.

Le tube T_8 travaille dans les conditions suivantes: tensions d'anode et de grille écran de 200 volts; tension de pola-



- Figure 40 -

risation de la grille de commande de -5 volts par rapport à la cathode; courant $I_a + I_{g2} = 24$ mA, soit une dissipation totale sur la pentode de 4,8 W répartie entre l'anode (3,2 W) et la grille écran (1,6 W). L'impédance réfléchiée sur l'anode par le transformateur, chargé en permanence par la résistance R_{50} , est de 10 k Ω environ.

Le transformateur de sortie a un rapport abaisseur de 18/1. Ses enroulements primaire et secondaire sont "sandwichés", afin de diminuer la self de fuite, et obtenir ainsi un meilleur rendement.

Le gain de cet ensemble, sans contre-réaction, est de 550 (valeur mesurée à 1000 Hz). Avec contre-réaction totale, il devient égal à 0,99, ce qui correspond à un taux de 55 dB.

La stabilité HF est assurée par un circuit de correction

$R_{45}-C_{23}$ placé en parallèle avec la résistance d'anode R_{46} de la triode T_7 .

Le secondaire du transformateur de sortie est chargé en permanence par une résistance de 330Ω ; cette charge évite l'apparition de rotations de phase provoquées par le caractère réactif du circuit de mesure. Elle contribue donc aussi, dans une certaine mesure, à assurer la stabilité HF de l'ensemble.

La puissance maximale disponible est indépendante de la fréquence de travail; elle est de 1 watt environ, pour des résistances de charge supérieures à 50Ω ($P_{\max}$ de sortie, à la limite de l'écrêtage). Pour une charge de 10Ω , le signal tombe à $2,46 V_{\text{eff}}$, ce qui permet de déterminer l'impédance interne de sortie: $Z_s = 1,6 \Omega$. (Puissance de sortie: 600 mW).

Le bruit de fond ramené à l'entrée est de $3 \mu V$.

4- PREMIERS RESULTATS.

Nous venons de décrire les trois étages électroniques dont l'ensemble constitue une source de signaux sinusoïdaux de faible impédance.

La puissance délivrée est suffisante pour alimenter les circuits de mesure, dont la résistance ne devra toutefois pas être inférieure à 10Ω . La tension de sortie a une amplitude stable vis-à-vis des variations possibles de la tension d'alimentation de l'appareil. Ce résultat a été obtenu, d'une part en employant un oscillateur à très grande stabilité de niveau, d'autre part en réalisant des étages amplificateurs fortement stabilisés par contre-réaction, de manière à obtenir des gains en tension totalement indépendants des fluctuations des points de fonctionnement continus des tubes (ces fluctuations pouvant être provoquées par un déplacement du niveau des tensions d'alimentation, ou par le vieillissement des tubes eux-mêmes).

Nous allons étudier maintenant les circuits de mesure proprement dits qui comportent quatre amplificateurs de tension et

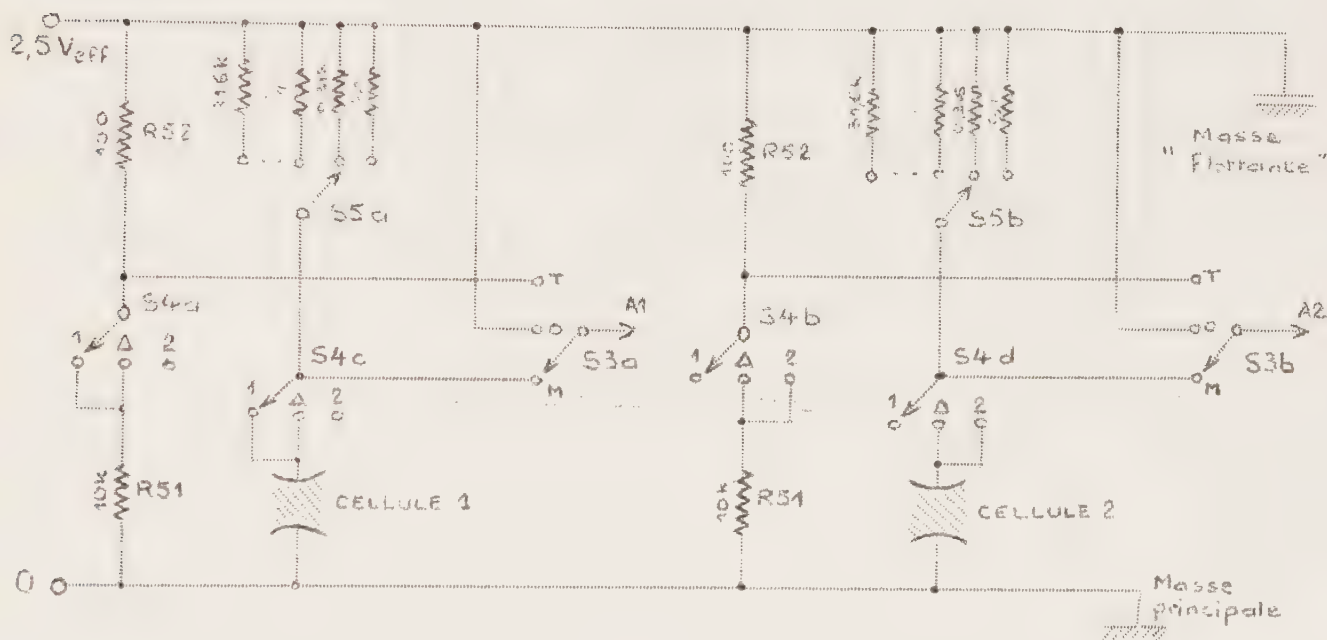
les circuits de commutation de l'appareil.

5- COMMUTATIONS.

Voir figure 41.

a) Commutateur de gammes.

Dans l'exposé du principe de l'appareil, nous avons vu que la tension de mesure était appliquée à chacune des cellules par l'intermédiaire d'une résistance de précision. Celle-ci est choisie parmi 12 valeurs à l'aide d'un commutateur S_5 , de manière que le rapport R_e/R soit inférieur à $1/100$. La tension maximale recueillie aux bornes de cette résistance sera donc de $25 \text{ mV}_{\text{eff}}$, et il lui correspondra la déviation totale de l'aiguille du micro-ampèremètre de lecture.



- Figure 41 -

Les résistances étalon sont échelonnées de $0,1 \Omega$ à $31,6 \text{ k}\Omega$, par valeurs proportionnelles aux puissances de 10. Elles permettent d'effectuer la mesure des conductivités comprises entre 100 millimhos et 0,0316 micromhos.

b) Commutateur de fonction.

Ce commutateur S_3 permet d'appliquer à l'entrée de chacun des amplificateurs de mesure soit:

- en position 1 : une tension de $25 \text{ mV}_{\text{off}}$, prélevée sur les diviseurs R_{51} - R_{52} ; cette tension servira à vérifier le tarage de fin d'échelle du millivoltmètre.
- en position 2 : l'entrée des amplificateurs est mise en court-circuit à la masse (vérification du "zéro électrique" de l'appareil).
- en position 3 : la tension apparaissant aux bornes de la résistance étalon du circuit de mesure, tension proportionnelle à la conductivité de la solution.

c) Commutateur de mesure.

Ce commutateur S_4 permet de transmettre les signaux sélectionnés par S_3 , respectivement pour chacune des voies de mesure:

- en positions 1 et 3 : soit à l'un, soit à l'autre des amplificateurs de mesure; l'entrée de l'amplificateur passif est alors court-circuitée à la masse.
- en position 2 : simultanément aux deux amplificateurs, pour les mesures de différences.

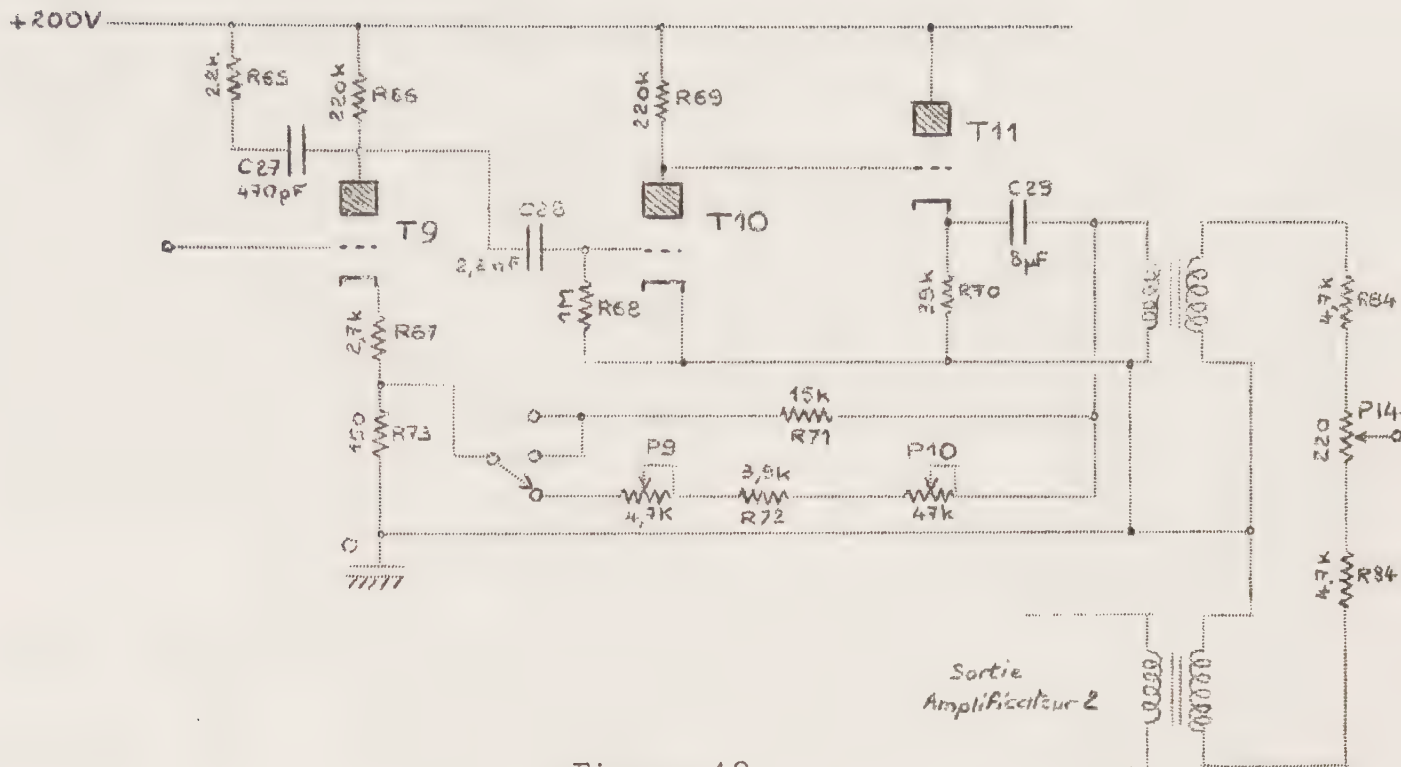
6- AMPLIFICATEURS DE MESURE. ETAGE SOMMATEUR.

Voir figure 42.

Les deux amplificateurs sont de constitution identique; ils comportent chacun deux étages amplificateurs de tension, suivis d'un étage à charge cathodique alimentant le circuit de contre-réaction et les transformateurs de l'étage sommateur.

a) Amplificateurs.

La première moitié de la double triode 12AX7 fonctionne avec un courant d'anode de $0,35 \text{ mA}$ et une tension anodique de 125 V environ; le gain mesuré de l'étage est 29. La résistance d'anode R_{66} est shuntée par un circuit R_{65} - C_{27} qui assure la stabilité HF de l'amplificateur en court-circuitant les signaux de fréquence élevée.



- Figure 42 -

La deuxième triode du tube est parcourue par un courant de 0,45 mA. La tension d'anode est de 95 V. Le gain mesuré de l'étage est 70. Le tube est polarisé par le courant grille traversant la résistance de fuite R_{68} .

Le signal amplifié par ces deux sections est répété par la triode T_{11} (demi 12AU7) montée en étage à charge cathodique. Son gain mesuré est de 0,93. Son impédance de sortie, qui est, en première approximation, égale à l'inverse de sa pente, est voisine de 500Ω ; cette valeur est réduite à 15Ω environ par l'application d'une contre-réaction de tension de 33 dB sur le tube d'entrée.

b) Circuit de contre-réaction.

La contre-réaction de tension est appliquée à la cathode du tube d'entrée par un diviseur R_{71} - R_{73} dont le rapport des résistances détermine le gain.

Ce dernier peut d'ailleurs varier suivant les positions du commutateur S_3 :

- en position 1 et 2 (tarage de fin d'échelle, et vérification

du zéro électrique), le gain est fixé à 100, de la manière que nous venons de voir.

- en position 3, la résistance R_{71} est remplacée par une résistance réglable manuellement (chaîne $R_{72}-P_9-P_{10}$). Ce dispositif permet de faire varier le gain de 28 à 350 environ, pour compenser la constante k de la cellule de mesure (qui pourra être comprise entre 0,0316 et $31,6 \text{ cm}^{-1}$): le signal d'entrée est en effet proportionnel à la conductance de la veine liquide délimitée par les électrodes de la cellule; on réglera le gain de l'amplificateur de manière que le signal de sortie soit proportionnel à la conductivité réelle de la solution.

c) Etage sommateur.

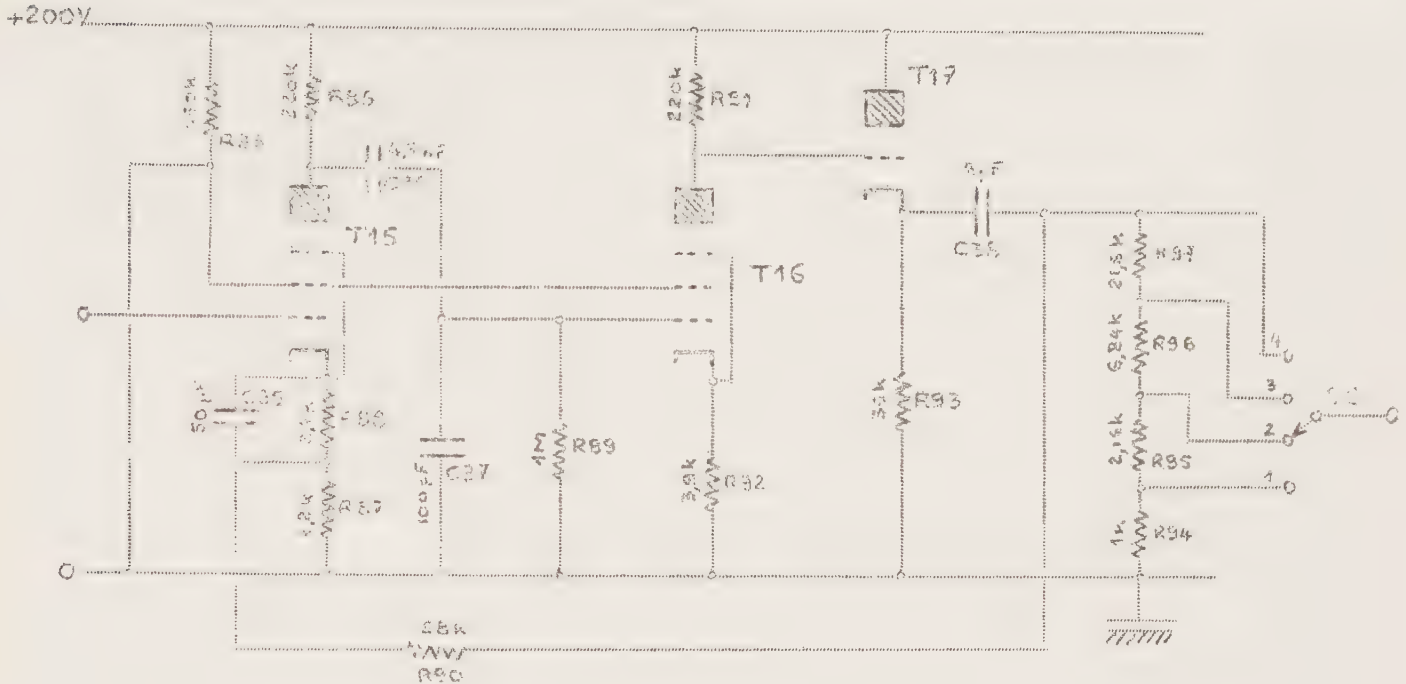
Chacun des amplificateurs de mesure est chargé par un transformateur abaisseur de rapport 10/1. Les secondaires sont montés en opposition de phase, en série avec un chaîne $R_{83}-P_{14}-R_{84}$, dont la résistance totale est grande vis-à-vis des résistances des enroulements: le signal résultant a donc une amplitude qui a pour valeur la différence des amplitudes des signaux transmis par chacune des voies de mesure; il est donc proportionnel à la différence de conductivité des deux solutions étudiées.

Le potentiomètre P_{14} permet de corriger une légère différence pouvant exister entre les caractéristiques des transformateurs, ainsi qu'un défaut de symétrie entre les deux chaînes d'amplification; il sera réglé de manière que le signal apparaissant sur son curseur soit nul lorsque les deux cellules de mesure sont plongées dans la même solution. Cette opération suppose que la constante de chacune des cellules a été très exactement compensée. En pratique, on applique à l'entrée des deux amplificateurs des signaux identiques ($25 \text{ mV}_{\text{eff}}$) en plaçant le commutateur S_3 sur la position 1 (voir page 81): le signal recueilli sur le curseur de P_{14} devra être nul.

7- AMPLIFICATEUR MULTIPLICATEUR DE SENSIBILITE.

Le signal de sortie du sommateur, est appliqué à l'entrée d'un amplificateur comportant deux étages équipés de pentodes,

suivis d'un étage à charge cathodique (voir figure 43).



- Figure 43 -

Les étages comportant les deux pentodes amplificatrices de tension (EF86 et ECF80) ont respectivement un gain de 45 et 35 soit pour l'ensemble 1575. Ce gain est ramené à 32 par l'application d'une contre-réaction de tension (34 dB) à la cathode du tube d'entrée.

La partie triode du tube ECF80 est montée en étage à charge cathodique; son impédance de sortie est de 200 Ω , valeur ramenée à 4,5 Ω par l'effet de la contre-réaction.

Le diviseur de tension de sortie R_{94} - R_{95} - R_{96} - R_{97} permet d'obtenir sur le commutateur S_6 des tensions dont les valeurs sont dans le rapport des résistances de gamme de mesure, soit 1 - 3,16 - 10 et 31,6.

Dans les conditions normales de fonctionnement de l'appareil (tarage de fin d'échelle, mesure des conductivités des solutions), le commutateur S_6 est en position 1. Le signal délivré est alors de 105 mV_{eff} max., et correspond à la sensibilité de l'étage millivoltmètre auquel on l'applique. Pour la mesure de faibles différences de conductivité, le signal obtenu sur cette position est

évidemment très faible, et l'indication du galvanomètre de lecture est peu lisible. On pourrait multiplier par 3,16-10-etc... l'amplitude de la déviation en réglant le commutateur de gamme sur les positions inférieures: les résistances en série avec la cellule de mesure de chacune des voies seraient multipliées par 3,16-10-etc... mais il n'y aurait plus de proportionnalité entre les tensions recueillies et les conductivités des solutions. Par contre, en amenant le commutateur S_6 sur les positions 2-3-4 on multiplie la sensibilité de la lecture sans changer le caractère de proportionnalité entre signal et conductivité.

Ce dispositif a aussi l'avantage d'éviter de modifier la sensibilité propre du millivoltmètre, ce qui risquerait de modifier par ailleurs sa linéarité de réponse.

Toutefois, tel qu'il a été réalisé, ce montage présente l'inconvénient d'être sujet à l'apparition d'oscillations HF lorsque le signal d'entrée est très faible et que le commutateur S_6 se trouve en position 4. Cet effet nuisible, dû à la capacité d'entrée dynamique du millivoltmètre, a été partiellement éliminé en shuntant la résistance de fuite de grille R_{89} du premier tube par un condensateur C_{37} de faible capacité.

Notons aussi que pour de faibles signaux d'entrée, on recueille à la sortie un signal fortement déformé par le bruit de fond de l'étage; de ce fait, l'utilisation du commutateur S_6 doit être limitée aux trois premières positions (erreur de "linéarité" inférieure à 1%) .

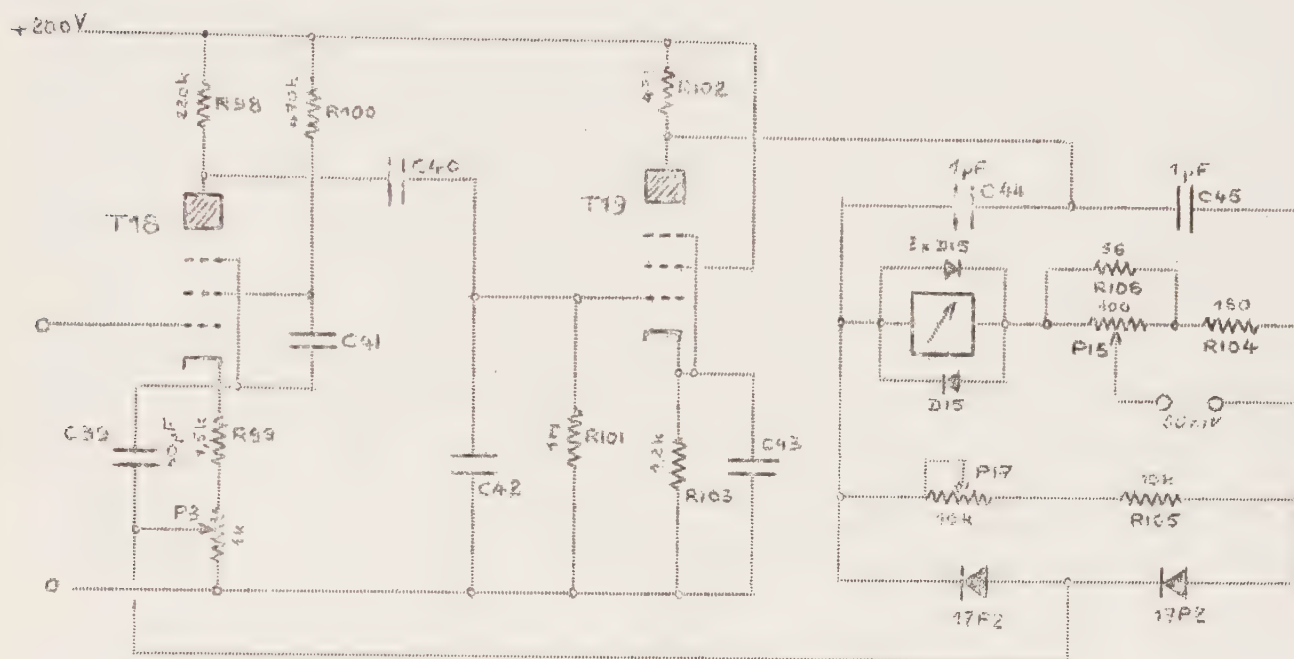
8- MILLIVOLTMETRE.

Cet étage est constitué par un amplificateur de tension à fort gain, dont la boucle de contre-réaction est fermée à travers le circuit de redressement du microampèremètre de lecture (voir le schéma de la figure 44).

L'amplification en tension est réalisée par deux pentodes 6AU6. Le gain de l'ensemble est de 8500. La résistance de charge d'anode R_{102} du second tube, ainsi que la valeur du condensateur de

liaison C_{40} , ont été déterminées par l'expérience pour donner à cet étage un temps de recouvrement relativement court après saturation.

La tension de contre-réaction est appliquée à la cathode, par le circuit galvanométrique et la résistance prise entre le curseur du potentiomètre P_{13} et la masse. Elle ramène le gain à la valeur 115 (-38 dB environ).



- Figure 44 -

Le circuit galvanométrique est constitué par un pont à diodes (17F2) et condensateurs de liaison ($1 \mu\text{F}$), entre les branches duquel est connecté le microampèremètre à cadre mobile. La sensibilité de ce dernier est de $200 \mu\text{A}$. La chaîne R_{104} - P_{15} qui lui est associée en série permet d'obtenir une tension de 50 mV , pouvant alimenter un dispositif enregistreur à faible consommation. La chaîne R_{105} - P_{17} donne la possibilité de faire varier de $\pm 10\%$ l'intensité du courant traversant le microampèremètre, donc d'effectuer un réglage précis du tarage de fin d'échelle.

Le potentiomètre P_{13} est réglé de manière que la déviation totale de l'aiguille du microampèremètre soit obtenue pour une tension efficace de 105 mV , appliquée à l'entrée du millivoltmètre.

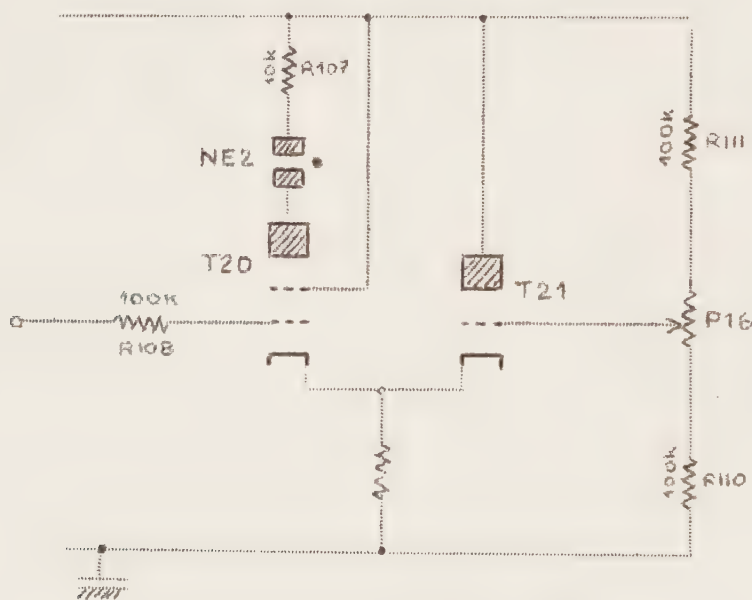
9- ETAGES ANNEXES.

1°- Alarme visuelle.

Nous avons fait remarquer que lorsque la différence de conductivité de deux solutions était faible, il n'était pas possible d'augmenter la sensibilité de lecture en jouant sur la valeur des résistances étalon en série avec les cellules, sous peine de détruire le caractère de proportionnalité entre conductivité et signal recueilli.

Le montage que nous allons décrire a pour but de traduire visuellement toute erreur de manipulation relative au commutateur de gammes.

Il s'agit, comme le montre le schéma de la figure 45, d'un amplificateur à seuil déclenchant l'éclairement d'un tube à gaz lorsque la tension d'entrée dépasse une valeur donnée.



- Figure 45 -

Les deux éléments du tube triode-pentode ECF80 sont couplés par l'intermédiaire d'une résistance de cathode commune. La pentode seule comporte une charge d'anode, constituée par une résistance et un tube à atmosphère gazeuse (tube au néon type NE2). La tension d'amorçage de ce tube est de 75 volts environ.

La grille de commande de la pentode est reliée directement à la sortie de l'amplificateur de mesure de la voie 1 par une résistance de 100 k Ω ; lorsque la résistance étalon de mesure a une valeur trop forte, le signal recueilli à ses bornes sature l'amplificateur de mesure: il y a déplacement des points de fonctionnement continus, donc de la tension appliquée à la grille de commande; le courant d'anode de la pentode augmente, et la tension d'amorçage du tube au néon est atteinte.

Le seuil de déclenchement peut être réglé par le potentiomètre P₁₆.

Ce dispositif est monté seulement sur la voie 1 de mesure que nous avons arbitrairement choisie pour être celle qui correspond à la cellule plongée dans la solution de plus forte conductivité. De cette manière, toute manipulation erronée du commutateur de gammes est signalée à l'opérateur, lorsque celui-ci effectue des lectures de différences de conductivités, sans qu'il ait besoin de contrôler la valeur de chacune d'elles.

2°- Liaisons conductimètre-cellules.

Dans les installations industrielles, il n'est pas rare de rencontrer des appareils de mesure éloignés des systèmes à contrôler.

Dans le cas du conductimètre différentiel, les liaisons appareil-cellules, effectuées par deux conducteurs unifilaires isolés, conduiraient à l'apparition de capacités parasites importantes qui, comme nous l'avons déjà fait remarquer, entraîneraient des erreurs de mesure très importantes.

Aussi, la liaison à chacune des cellules se fait-elle par une connexion composite, comprenant un câble blindé et un conducteur unifilaire extérieur.

La cellule est reliée d'une part à l'âme du coaxial, d'autre part au conducteur extérieur réuni lui-même à la masse de l'appareil. Le blindage du câble est connecté au point "chaud" de la sortie de l'amplificateur de puissance.

De cette manière, il existe aux bornes de la capacité répartie le long du câble coaxial une tension faible (qui est au maximum égale à $25 \text{ mV}_{\text{eff}}$); la tension du blindage suit approximativement celle de l'âme du câble, et la capacité répartie est sans action sur les mesures, tant qu'elle ne shunte pas d'une manière importante la résistance étalon. Seules la capacité de la cellule et celle, très faible, entre conducteur central du coaxial et masse interviennent.

Lorsque la liaison appareil-cellule est importante, ces capacités qui chargent la sortie de l'amplificateur de puissance produisent des rotations de phase qui nuisent à la stabilité HF du montage. Cet ennui peut être supprimé en connectant, en parallèle avec le primaire du transformateur de sortie de l'amplificateur, un condensateur de $0,01 \mu\text{F}$ (le gain de l'amplificateur chute alors de 10 dB à 1000 Hz). Il est alors possible, dans ce cas, d'employer des câbles de liaison dont la capacité peut atteindre 6800 pF.

10- ALIMENTATIONS.

Tous les étages que nous avons décrits sont alimentés sous une tension de 200 volts.

Deux alimentations régulées sont nécessaires: l'une dont le pôle négatif est relié à la masse générale de l'appareil assure le fonctionnement de l'oscillateur BF, du correcteur de température et de l'amplificateur de puissance; la seconde, réunie par son pôle négatif à la masse flottante, alimente les deux amplificateurs de mesure, le multiplicateur de sensibilité, le millivoltmètre et le système d'alarme visuelle.

Nous n'insisterons pas sur ces alimentations stabilisées en tension qui sont d'un type tout à fait classique (13), et dont le montage figure sur le schéma électrique général de l'appareil, planche 5.

Nous devons souligner toutefois qu'elles doivent avoir une faible impédance interne, aussi bien du point de vue alternatif que continu, de manière à éviter les couplages entre les différents

étages. La régulation vis-à-vis des variations de la tension du réseau d'alimentation ($\pm 15\%$ autour de sa valeur nominale) sera meilleure que $\pm 0,1\%$, avec un temps de réponse suffisamment court.

La tension alternative régulée, nécessaire au chauffage des deux triodes de l'oscillateur BF, est obtenue à partir d'un transformateur à fer saturé; la régulation peut être réglée à mieux que $\pm 0,2\%$.

11- DISPOSITION GENERALE . CABLAGE .

Le câblage de l'appareil est effectué sur deux chassis isolés l'un par rapport à l'autre, qui correspondent aux deux masses déjà mentionnées.

Il est inutile d'insister sur la nécessité de prévoir des blindages entre ces deux parties du montage, ou entre les différents étages eux-mêmes. Les connexions seront aussi courtes que possible. La disposition des tubes et éléments doit permettre d'éviter les couplages capacitifs aux points sensibles des différents étages.

Nous avons réalisé, moyennant ces précautions élémentaires plusieurs conductimètres différentiels de ce type. Les résultats des mesures électriques, que nous avons effectuées sur chacun d'eux, nous ont montré que les performances de l'appareil sont très reproductibles, ce qui est la qualité première de tout appareil industriel.

RÉSULTATS DES MESURES ELECTRIQUES.

1- PRECISION ELECTRIQUE.

En lecture "absolue" ou différentielle, la précision est meilleure que $\pm 1\%$ entre 0,316 micromho et 10 millimhos. Entre 10 et 31,6 millimhos, elle tombe à $\pm 2\%$; au-delà de 31,6 millimhos elle n'est plus que de $\pm 5\%$; de même qu'au dessous de 0,316 micromho elle est de $\pm 3\%$.

Pour les valeurs inférieures à 0,316 micromho, il intervient l'effet des capacités parasites des cellules et des connexions qui y aboutissent, capacités dont l'impédance est mise en parallèle avec la résistance de la solution. Elles produisent d'autre part des rotations de phase qui peuvent être différentes pour chacune des deux voies: la sommation vectorielle des signaux de sortie des amplificateurs de mesure n'est plus alors effectuée uniquement sur les amplitudes maximales, et, la forme et l'amplitude du signal résultant sont dépendantes de la différence de phase.

Pour les valeurs supérieures à 10 millimhos, les résistances en série avec les cellules de mesure sont de faible valeur (inférieure ou égale à 1Ω); ces résistances sont sélectionnées par le commutateur S_5 qui, malgré toutes les précautions qu'il est possible de prendre, présente des résistances de contact dont la valeur n'est pas négligeable devant celles des résistances de précision.

Signalons aussi que pour les conductivités supérieures à 31,6 millimhos, à l'effet des résistances parasites de contact vient s'ajouter le fait que l'amplificateur de puissance atteint les limites de ses possibilités, ce qui se traduit par une baisse de niveau du signal de mesure, et l'apparition d'une distorsion importante.

2- STABILITE EN FONCTION DES VARIATIONS DE LA TENSION DU SECTEUR.

La stabilité des lectures est meilleure que $\pm 0,3\%$ pour des variations de la tension d'alimentation du secteur de $\pm 15\%$ autour de sa valeur nominale.

3- EPTICACITE DE LA CORRECTION AUTOMATIQUE DE TEMPERATURE.

Nous avons décrit le système qui permet de compenser l'action de la température sur les variations de conductivité; il est tout à fait évident que cette compensation ne peut avoir lieu pour les deux voies de mesure que si les deux solutions sont constamment à la même température, et si elles ont des coefficients de variation identiques.

Pour des solutions ayant un coefficient de 2% par $^{\circ}\text{C}$, la correction automatique est exacte à mieux que $\pm 1\%$ pour des variations de température de 15°C à 40°C .

4- PRECISION DU MULTIPLICATEUR DE SENSIBILITE.

Le recoupement des gammes de cet étage se fait à mieux que 1% sur les trois premières positions. Sur la gamme $\times 31,6$ la précision tombe à 3% .

5- CONCLUSIONS.

Les résultats précédents attestent le fonctionnement correct de l'appareil; ils ont été confirmés par des essais physiques effectués dans les laboratoires du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay.

Ils font ressortir la nécessité d'améliorer la réponse de l'appareil pour les gammes de mesure extrêmes:

- amélioration des commutations en vue de minimiser l'effet des résistances de contact;
- augmentation de la puissance délivrée aux circuits de mesure;
- compensation de l'effet des capacités parasites des cellules de mesure et des connexions correspondantes;
- perfectionnement de l'amplificateur de sensibilité.

Il semble néanmoins que nous ayons atteint le but recherché, à savoir permettre la mesure des conductivités ou des concentrations, et de leur différence, à l'intérieur d'un vaste domaine, par un appareil d'une complexité raisonnable, et d'un emploi vraisemblablement sûr.

CONCLUSION

Le dosage des solutions par les méthodes physiques d'analyse apporte parfois une rapidité et une commodité d'expérimentation jamais atteintes par les moyens que mettent à la disposition des opérateurs les méthodes chimiques.

Notre étude a porté sur la réalisation de trois appareils de mesure destinés à suivre l'évolution des concentrations de solutions, par contrôle de leur conductivité.

Nous avons essayé, dans les pages qui précèdent, de montrer l'acheminement de nos études et de la mise au point de ces appareils de conception différente:

- un titrimètre à haute fréquence, faisant appel à une technique de mesure nouvelle, et se caractérisant par sa grande sensibilité;
- un conductimètre transistorisé, transportable, dont les performances sont pratiquement indépendantes de l'état d'usure des piles qui l'alimentent;
- un conductimètre différentiel qui résoud le problème du contrôle continu, par lecture directe, des variations de conductivité ou de concentration d'une solution après passage dans un système échangeur d'ions.

BIBLIOGRAPHIE

- (1) J.L.HALL : "High-Frequency Titration" - Analytical Chemistry - Vol.24 - N°8 - 1234 - 1952.
- (2) W.J.BLAEDDEL-H.V.MALMSTADT-D.L.PETITJEAN-W.K.ANDERSON : "Theory of Chemical Analysis by High-Frequency Methods" - Analytical Chemistry - Vol.24 - N°8 - 1240 - 1952.
- (3) R.F.SHEA : Technique des circuits à transistors - pp 232-254 - Dunod - 1960.
- (4) MCGRAW HILL : Transistor Circuit Design - pp 316-319 - McGraw-Hill.
- (5) MCGRAW HILL : Même ouvrage - pp377-380.
- (6) M.C.LIN : "Quasi-complementary Transistor Amplifier" - Electronics - pp 173-175 - September - 1956.
- (7) J.TACUSSEL : "Etude d'un amplificateur de puissance à transistors" - Toute l'Electronique - Novembre, Décembre 1963.
- (8) J.M.WRIGHT-I.R.DRUGA : WAPD CDA (AD) 339.
- (9) J.M.WRIGHT : WAPD CDA (AD) 453, sept.4 - 1958.
- (10) J.M.WRIGHT-P.E.GRATH : WAPD PWRCP 3092.
- (11) J.CHENOUARD-R.GABILLY : Brevet C.E.A. N° 859 627
- (12) J.TACUSSEL : Brevet N° 1 302 084.
- (13) J.GIRARD : "Contribution à l'étude des amplificateurs de signaux continus" - Thèse N°9 - Université de LYON 1958.
- (14) J.TACUSSEL : Brevet N° 1 358 513.

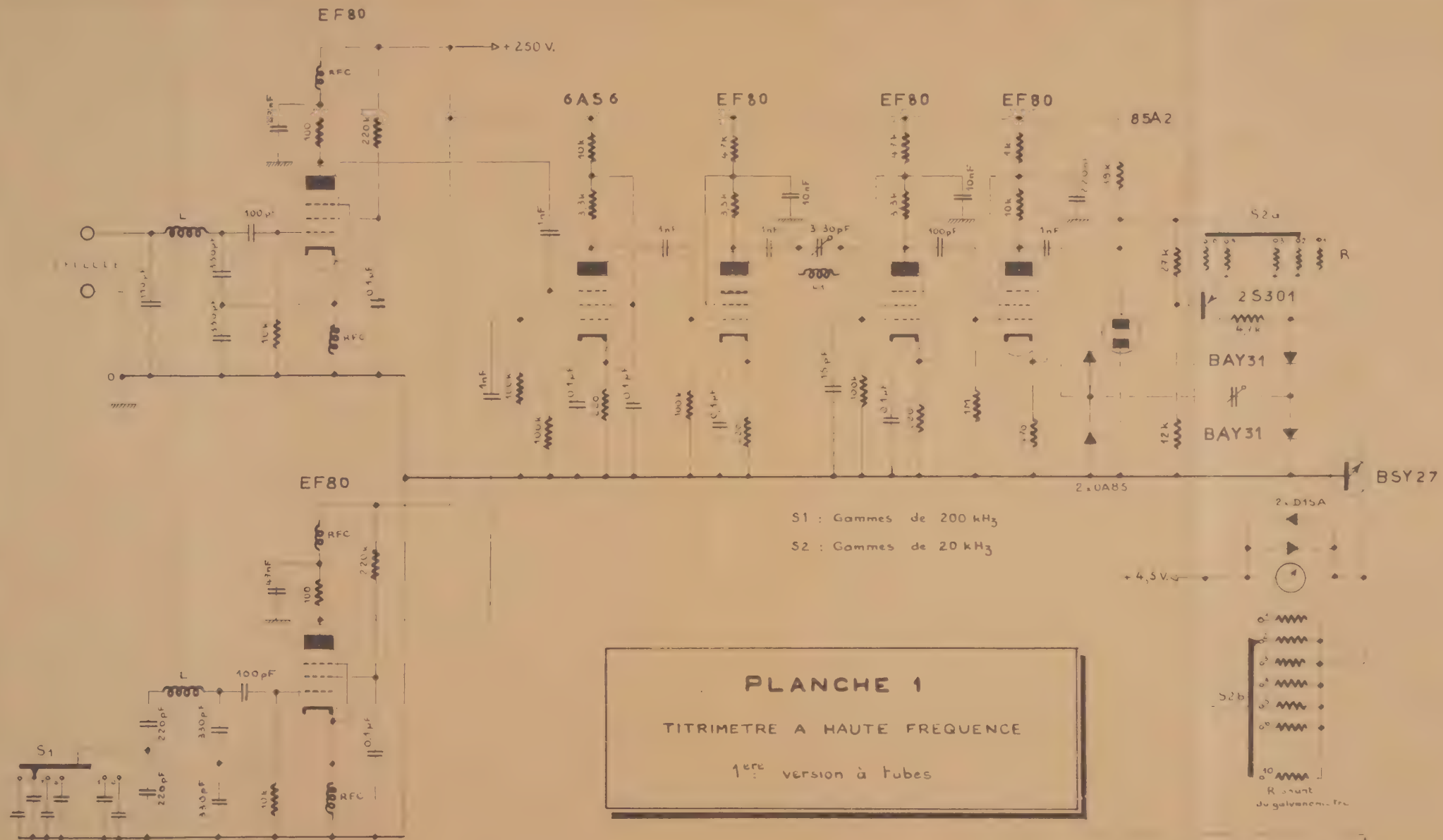
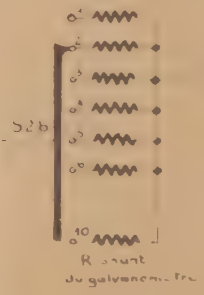


PLANCHE 1
 TITRIMETRE A HAUTE FREQUENCE
 1^{ere} version à tubes

VALEUR DES RESISTANCES EN OHM



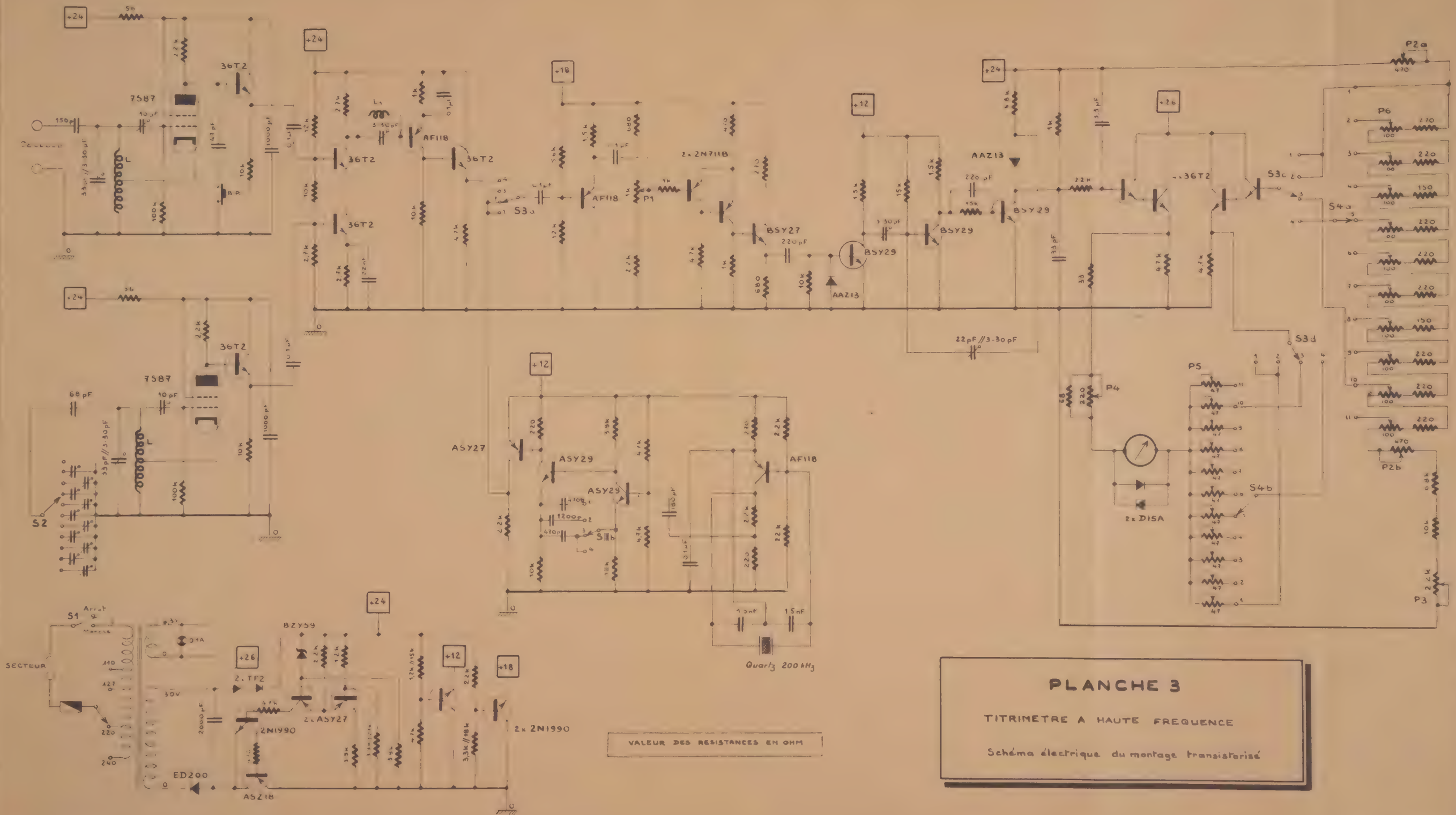


PLANCHE 3

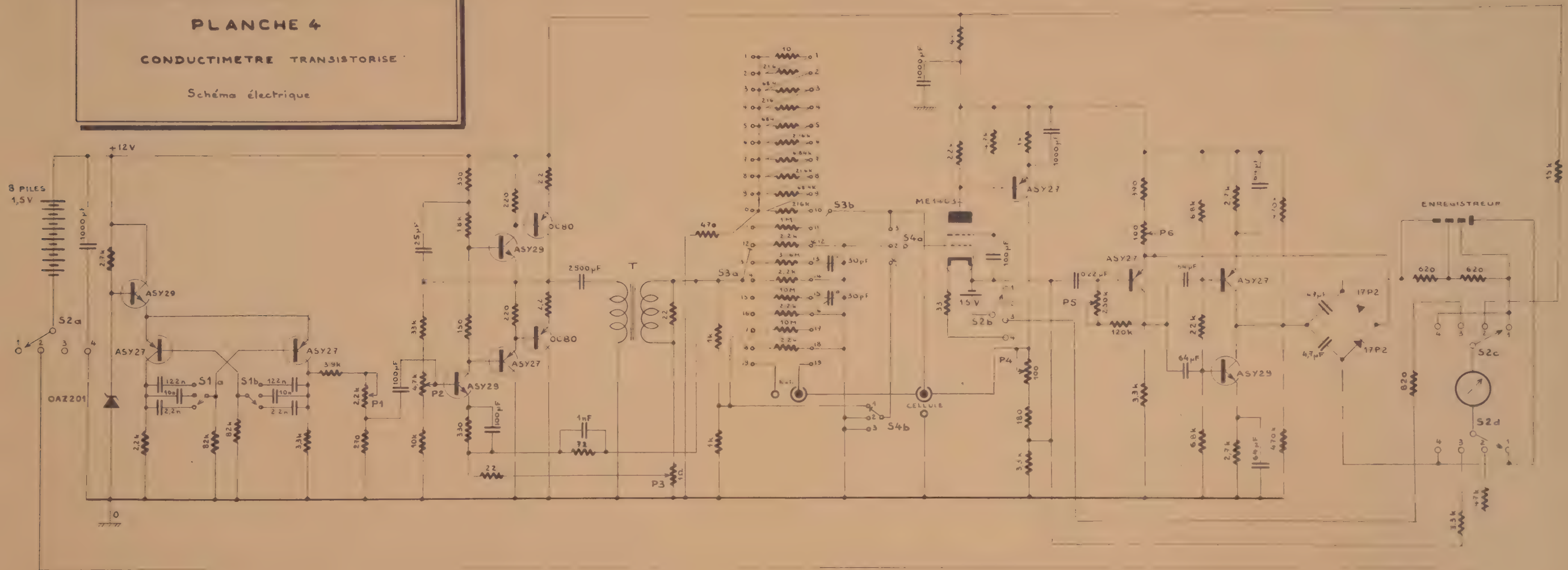
TITRIMETRE A HAUTE FREQUENCE

Schéma électrique du montage transistorisé

PLANCHE 4

CONDUCTIMETRE TRANSISTORISE

Schéma électrique



S1 : Fréquence

- 1 : 75 M₃
- 2 : 1000 M₃
- 3 : 4500 M₃

S2 :

- 1 : Arrêt
- 2 : Contrôle piles A (12V)
- 3 : " pile B (1,5V)
- 4 : Marche

S4 : Fonction

- 1 : Tarage
- 2 : Zéro
- 3 : Mesure

POTENTIOMETRES

- P1 : Tarage général
- P2 : Niveau continu de l'amplificateur
- P3 : Réaction
- P4 : Niveau alternatif du blindage
- P5 : Niveau continu du millivoltmètre
- P6 : Tarage du millivoltmètre

VALEUR DES RESISTANCES EN OHM

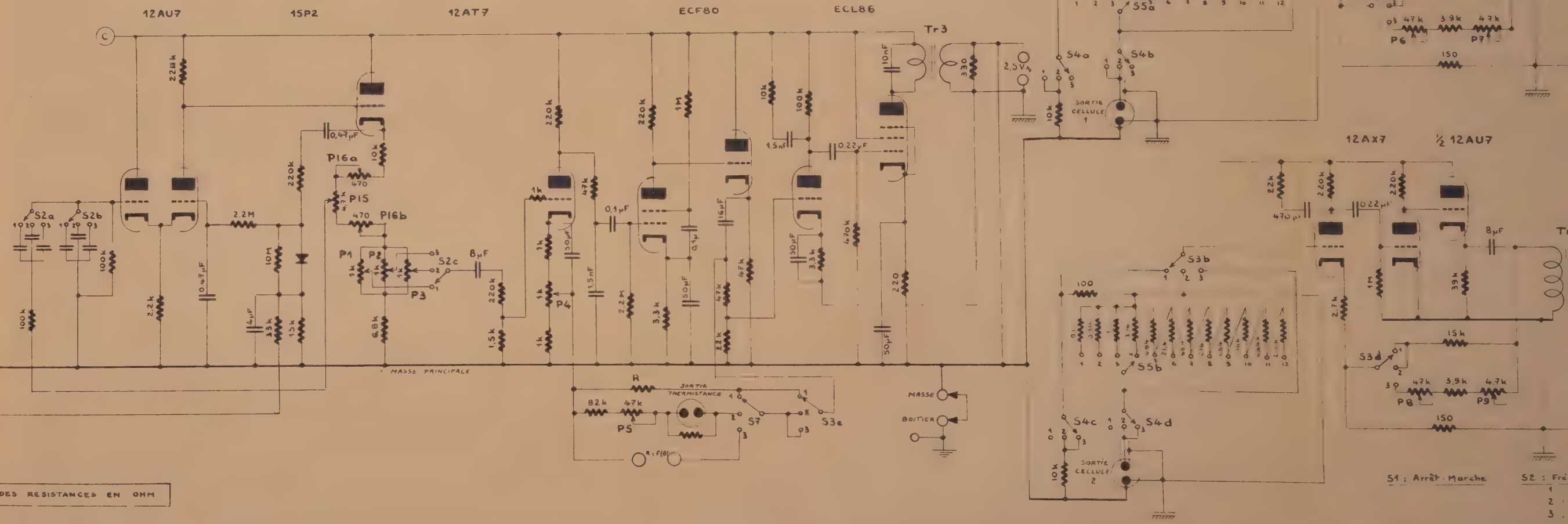


PLANCHE 6

TITRIMETRE HF TRANSISTORISE

Courbes $f = \varphi(N)$: variations de ΔF
en fonction de la normalité des solutions
aqueuses de divers corps -

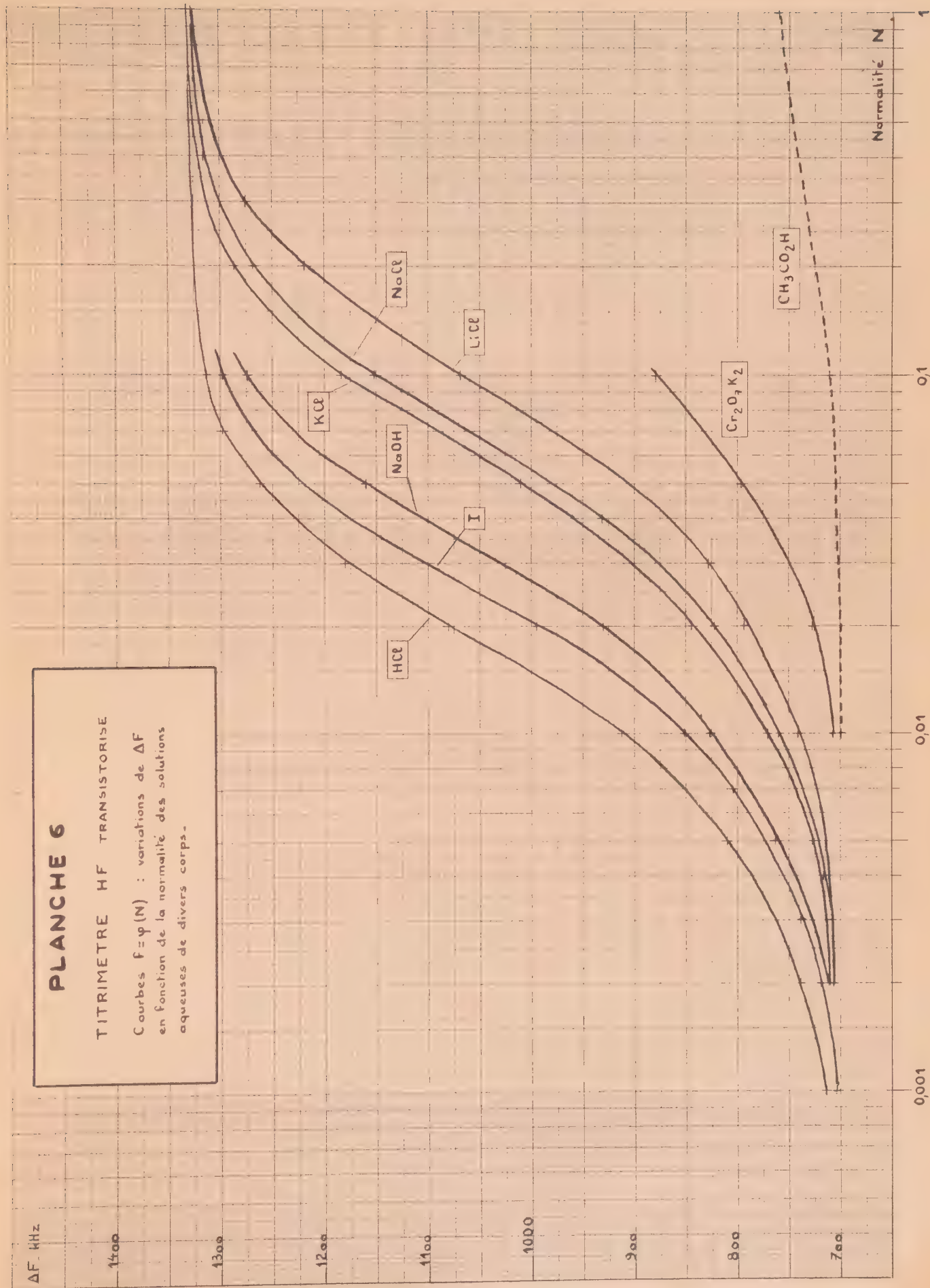


PLANCHE 7

TITRIMETRE HF TRANSISTORISÉ

Courbe $f = \varphi(\sigma)$: variations de ΔF
en fonction de la conductivité des solutions
aqueuses de divers corps.

ΔF kHz

1400

1300

1200

1100

1000

900

800

700

• KCl
+ NaCl
△ LiCl

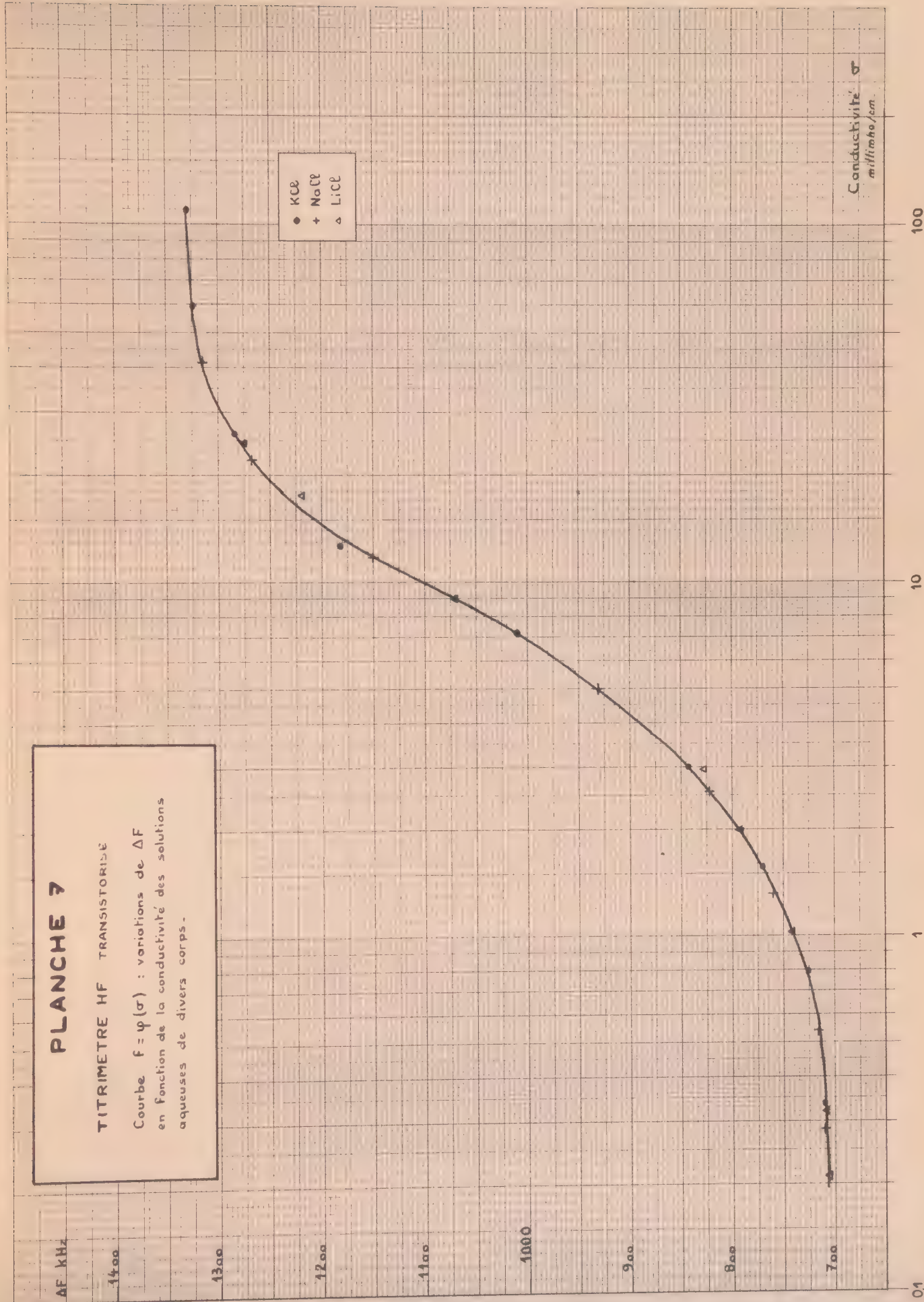
Conductivité σ
millimho/cm

0,1

1

10

100



AF kHz

1400

1300

1200

1100

1000

900

800

700

0,1

1

10

100

PLANCHE 7

TITRIMETRE HF TRANSISTORISE

Courbe $f = \varphi(\sigma)$: variations de ΔF
en fonction de la conductivité des solutions
aqueuses de divers corps.

- KCl
- + NaCl
- △ LiCl

Conductivité σ
millimho/cm

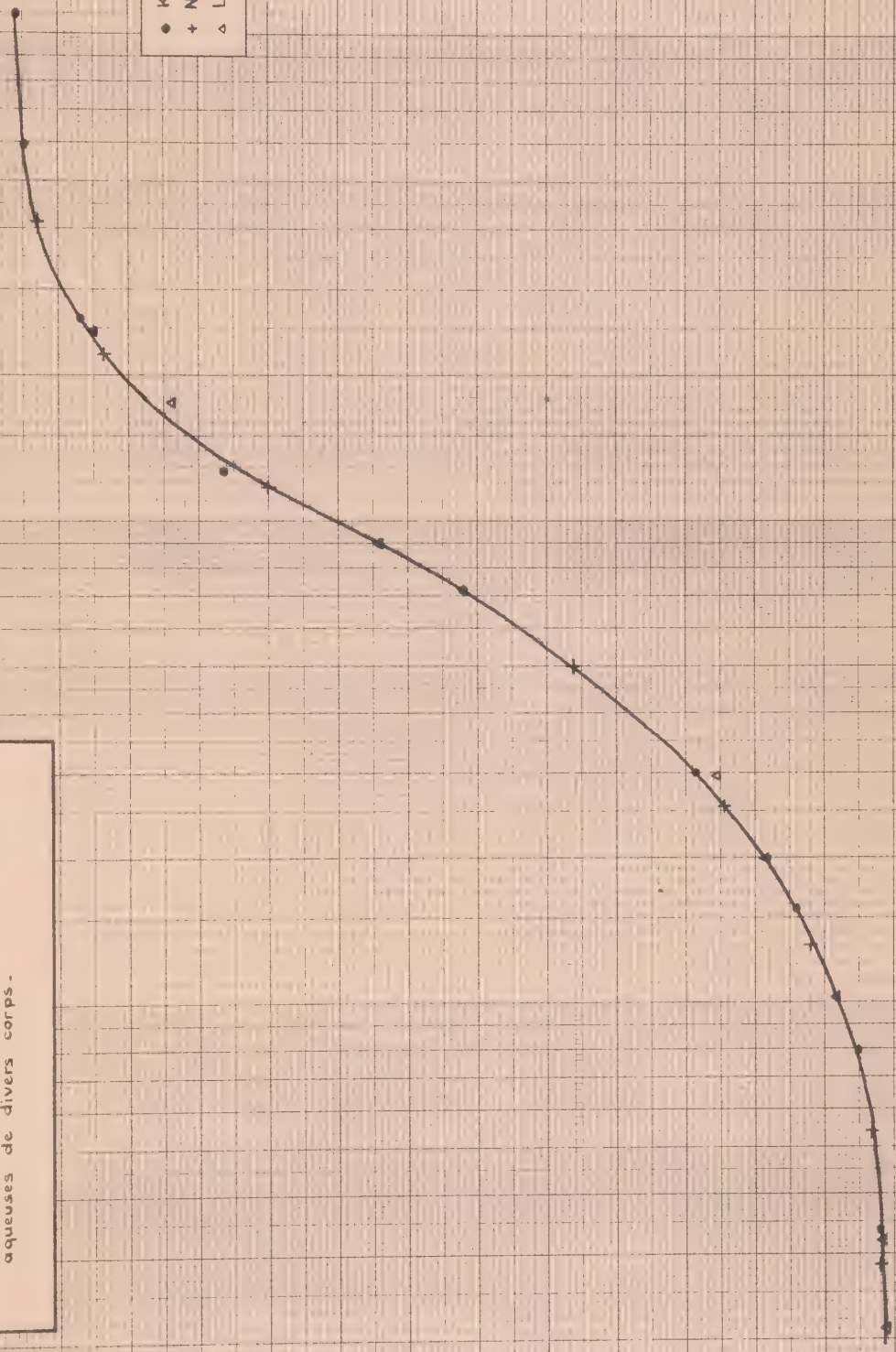


PLANCHE 8

Echelle des solvants

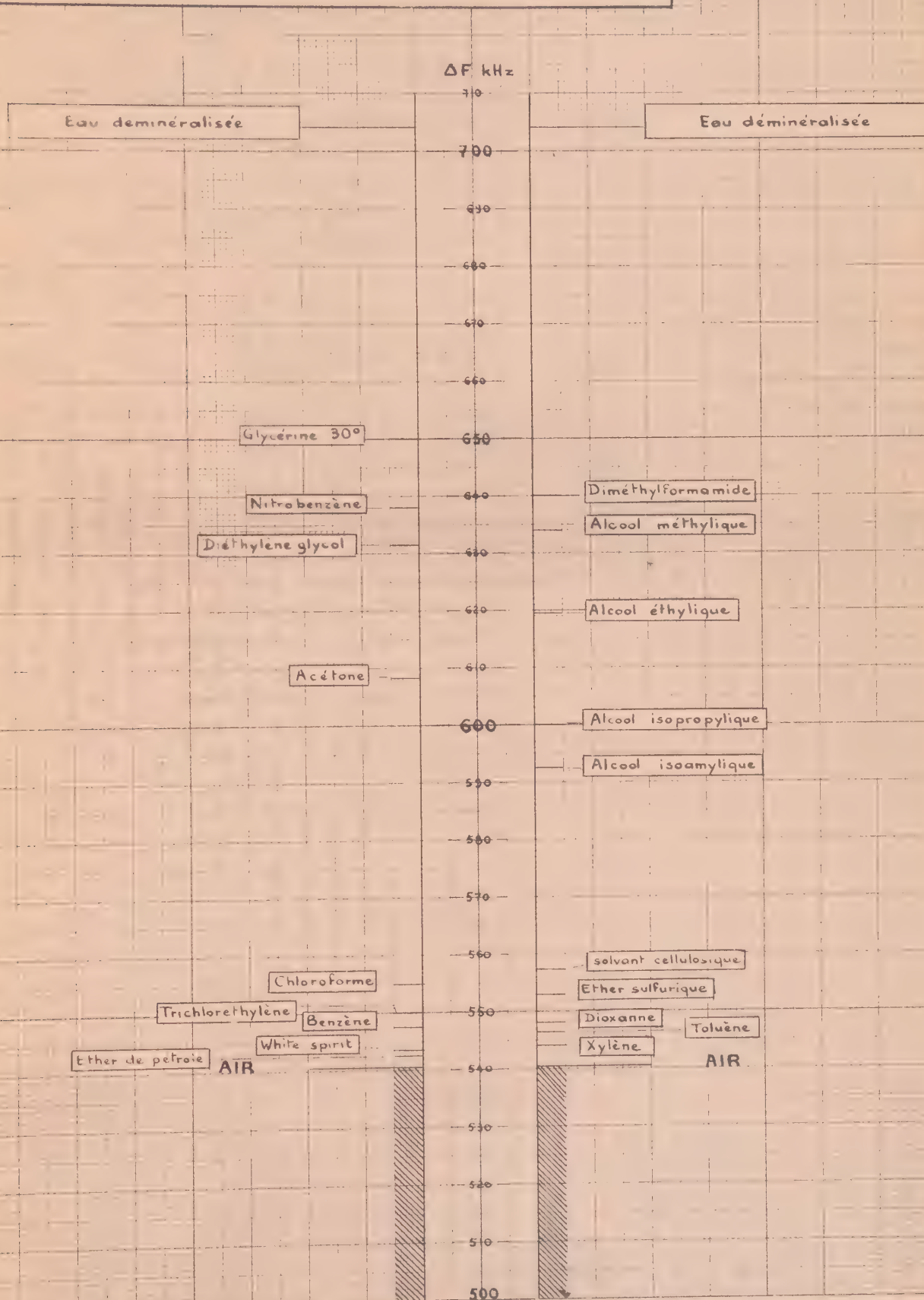
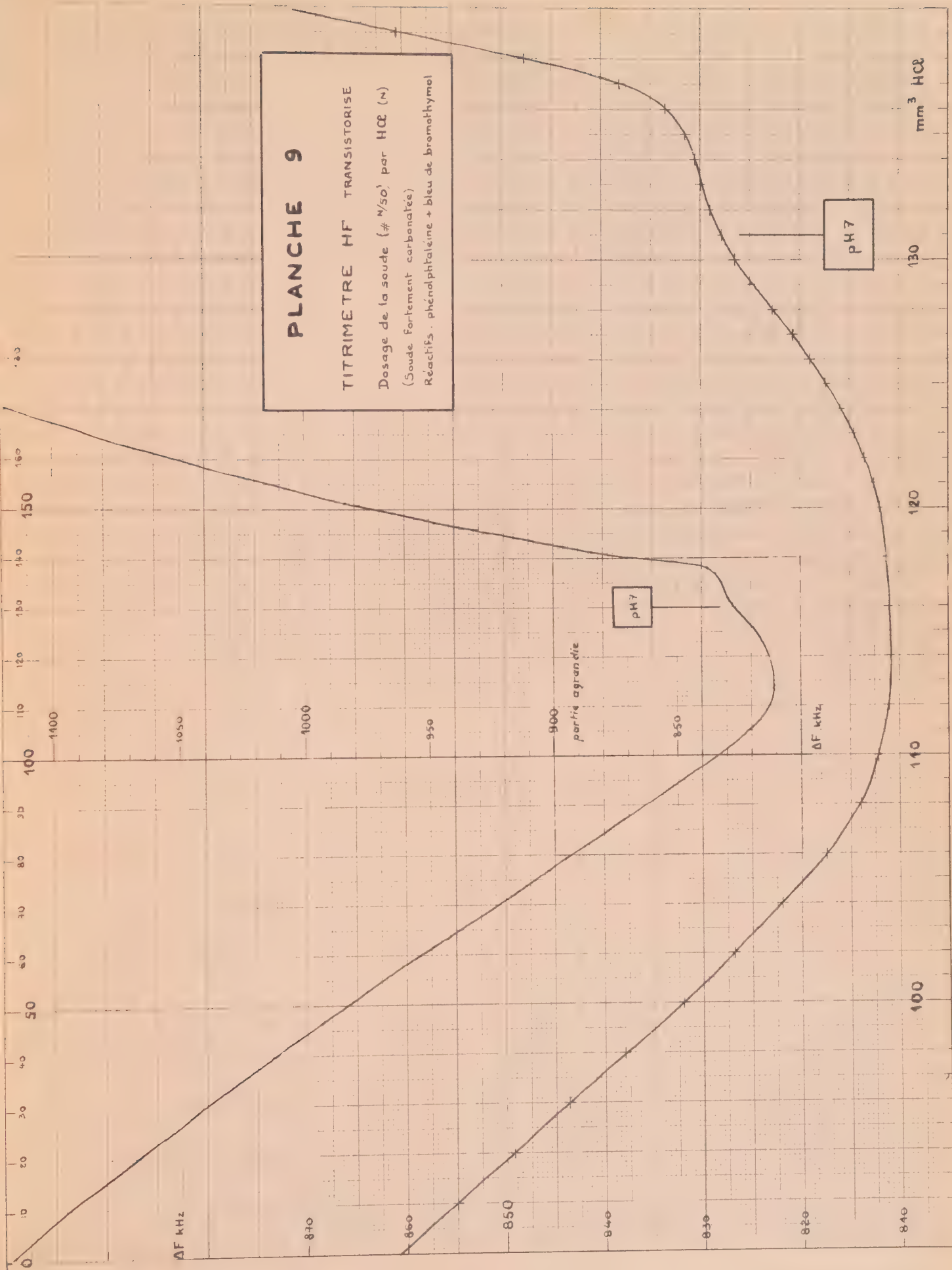


PLANCHE 9

TITRIMETRE HF TRANSISTORISE

Dosage de la soude (# M/50) par HCl (N)
(Soude fortement carbonatée)
Réactifs : phénolphtaléine + bleu de bromothymol



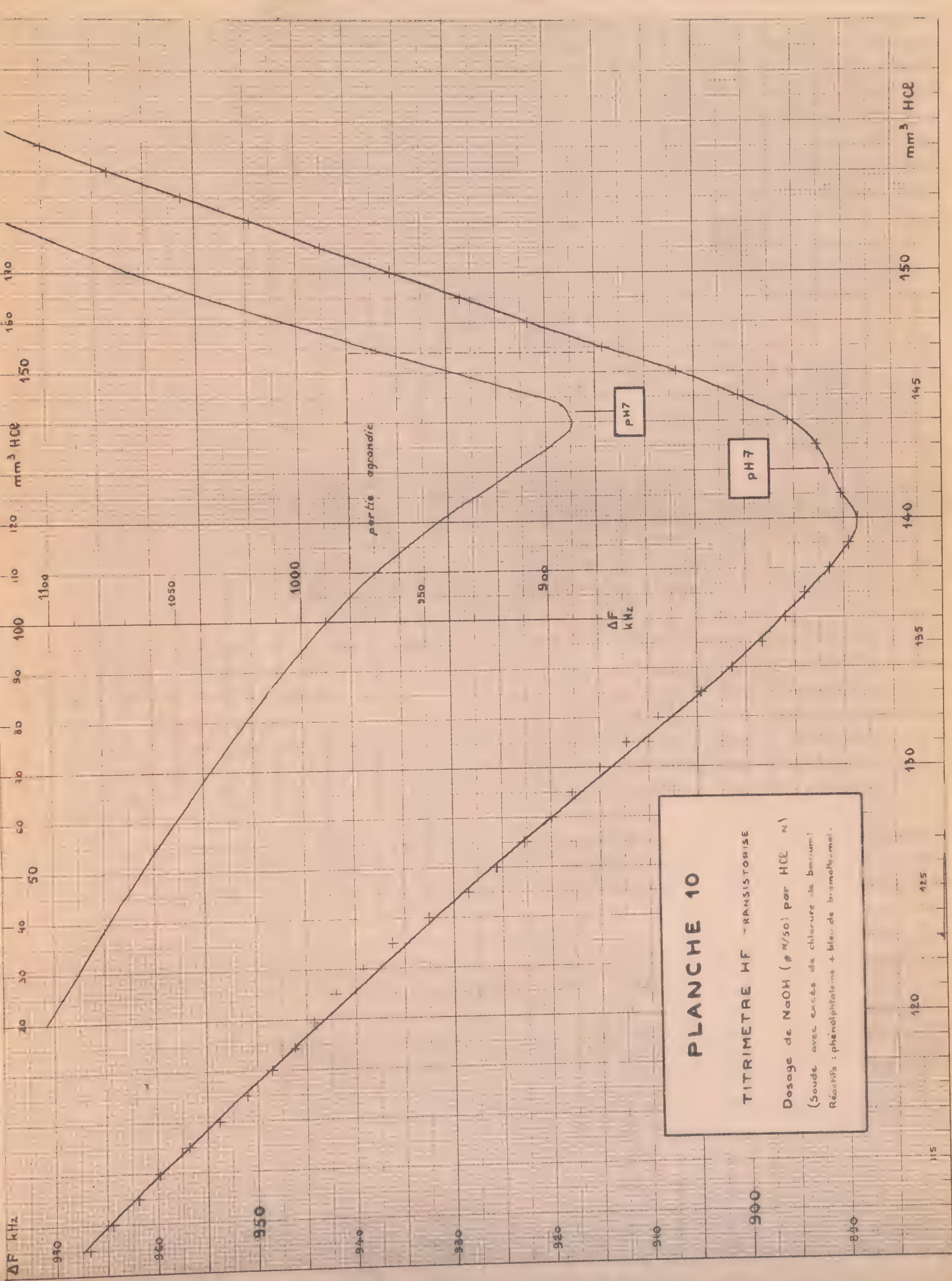
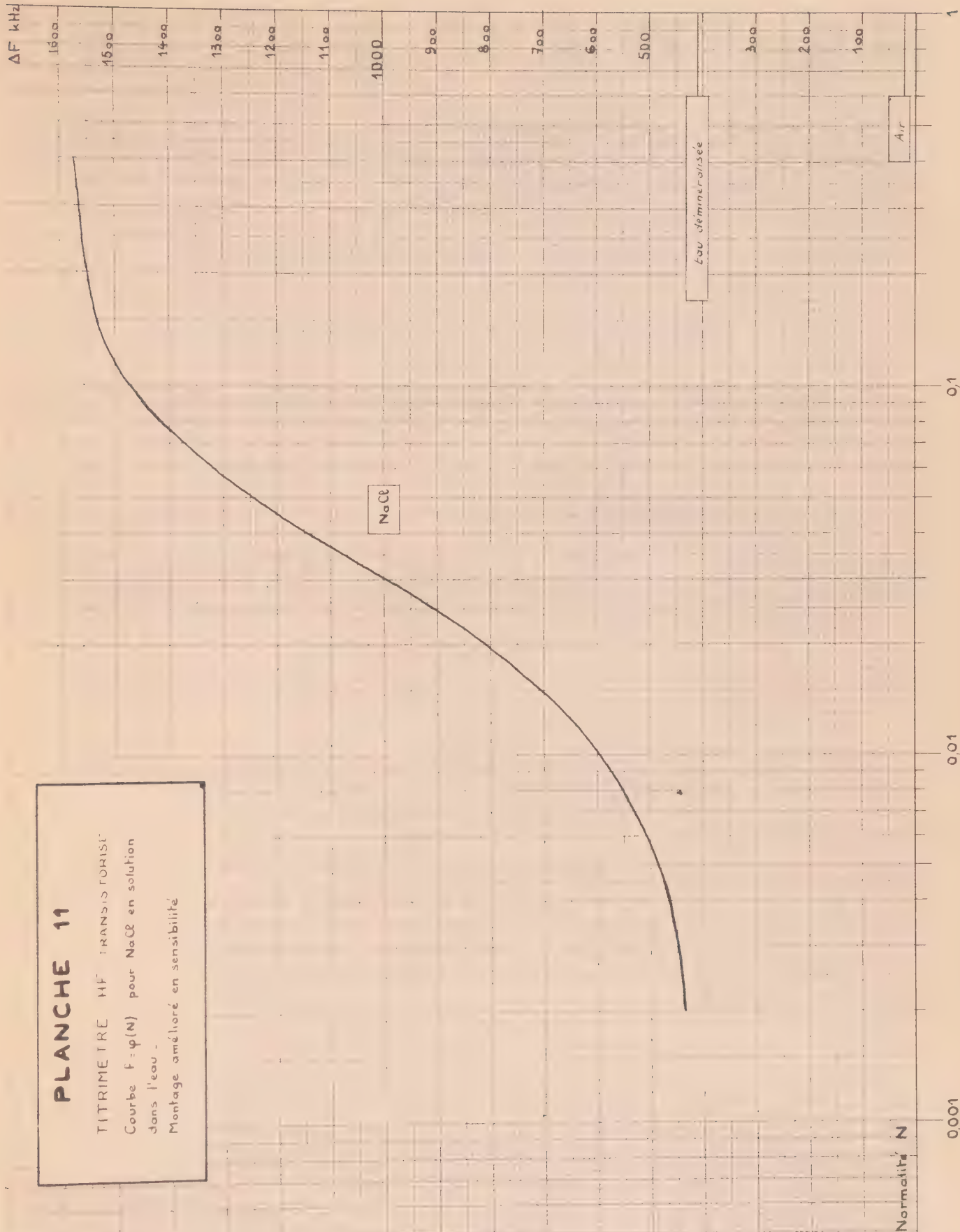


PLANCHE 11

TITRIMETRE HF TRANSISTORISE

Courbe $F = \varphi(N)$ pour NaCl en solution dans l'eau -

Montage amélioré en sensibilité



DEUXIEME THESE

Propositions données par la Faculté

AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE A TRANSISTORS

Vu :

Les Membres du Jury,

G. DEJARDIN

J. JANIN

G. MESNARD

J. TACUSSEL

Vu et approuvé :

Le Doyen de la Faculté des Sciences,

Jean BRACONNIER

Vu et accordé le permis d'imprimer :

Lyon, le 10 Juillet 1964.

Le Recteur,

Président du Conseil de l'Université,

P. LOUIS

